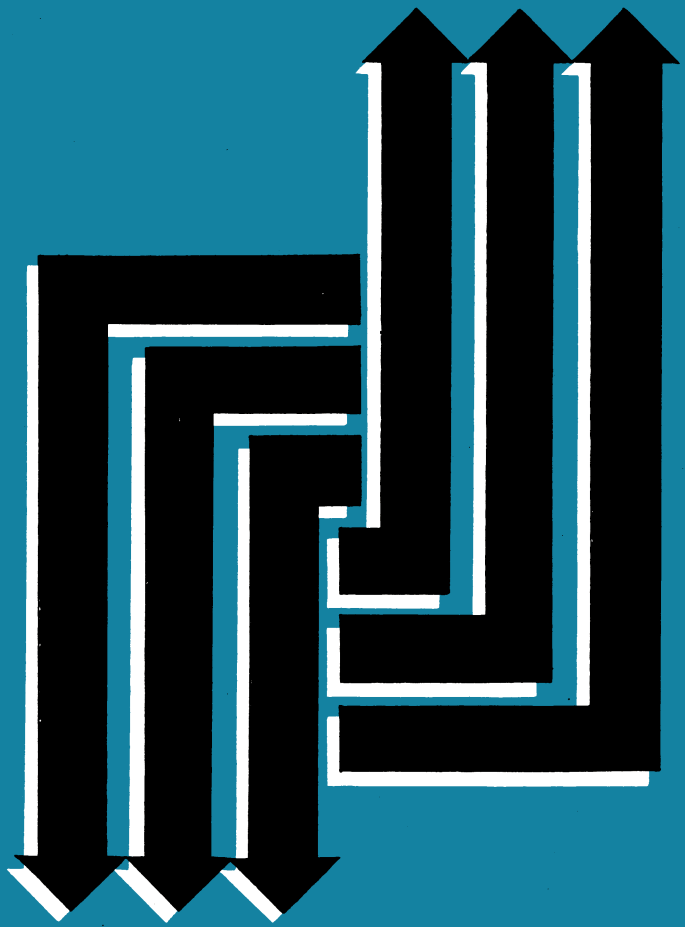
Bausteine der Automatisierungs-technik



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Bausteine der Automatisierungstechnik

327607

Die zunehmende Automatisierung aller Bereiche der industriellen Fertigung erfordert eine mit dieser Entwicklung schritthaltende Ingenieurausbildung. Dieses Fachschullehrbuch orientiert sich am Inhalt des Lehrprogramms „Automatisierungstechnik" der Grundstudienrichtung Maschineningenieurwesen. Es berücksichtigt die im Einsatzzeitraum zu erwartenden höheren Anforderungen an die Aus- und Weiterbildung auf diesem Gebiet.

Das Buch bietet eine gutverständlich, präzise und praxisnahe Darstellung der wichtigsten Bausteine der Automatisierungstechnik. Aufbauend auf die dem Leser bekannten physikalischen Prinzipien und technischen Grundlagen werden Kenntnisse über ihre Wirkprinzipe, das Betriebsverhalten und ihren Einsatz vermittelt. Einen besonderen Schwerpunkt bildet die Behandlung der elektronischen und mikroelektronischen Bauelemente und Bausteine.

Die Darstellung ist praxisorientiert und wendet sich bevorzugt an die Nutzer und Betreiber von Automatisierungseinrichtungen.
Die Automatisierungstechnik ist eine technische Disziplin mit der sich die Studenten aller technischen Fachrichtungen vertraut machen müssen. Daher haben sich die Autoren besonders um eine verständliche Darstellung bemüht, um auch den Studenten nichtelektrischer Fachrichtungen einen Einstieg in diese wichtige Thematik zu ermöglichen.
Immer mehr Ingenieure, besonders auch im Bereich der Maschinenbauindustrie, haben einfache Automatisierungsaufgaben selbständig zu lösen sowie Baugruppen, Geräte und Anlagen der Automatisierungstechnik sinnvoll und mit hohem Nutzeffekt einzusetzen. Außer dem Kreis der Studierenden an Ingenieurschulen, im Direkt-, Fern- und Abendstudium, wird dieses Fachschullehrbuch daher das Interesse der Fachkräfte in der Industrie finden, die in ihrer Ausbildung noch nicht mit den modernen mikroelektronischen Bausteinen vertraut gemacht wurden.

Bausteine der Automatisierungstechnik

Bausteine der Automatisierungstechnik

Herausgegeben vom Institut für Fachschulwesen
der Deutschen Demokratischen Republik

Gesamtredaktion und Federführung
Dr.-Ing. Günter Graichen und Dr.-Ing. Heinz Kolb

Bausteine der Automatisierungstechnik

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Autoren
Doz. Dr.-Ing. *Harry Brauer*; Abschnitte 4.2.2.1. und 4.2.2.3.2.
Dr.-Ing. *Günter Graichen*; Abschnitte 2.1., 3.1., 3.2., 4.2.3., 4.3. und 4.6.1.
Dr.-Ing. *Heinz Kolb*; Abschnitte 0., 1., 2.2., 3.4., 4.2.1.2., 4.2.2.2., 4.2.2.3.1., 4.4.1., 4.4.3., 4.5.2. und 4.5.3.
Prof. Dr. sc. techn. *Werner Richter*; Abschnitte 2.3. und 4.1.
Dipl.-Ing. *Gunter Wigand*; Abschnitte 3.3., 4.4.2., 4.5.1., 4.6.2. und 4.6.3.
Prof. Dr. sc. techn. *Hans-Günter Woschni*; Abschnitte 4.2.1.1. und 4.2.1.3.

Bausteine der Automatisierungstechnik / hrsg. vom Inst. für Fachschulwesen d. DDR. Gesamtred. u. Federführung Günter Graichen u. Heinz Kolb. – 1. Aufl. – Berlin : Verl. Technik, 1987. – 368 S. : 342 Bilder, 47 Taf.
NE: Graichen, Günter

ISBN 3-341-00065-8

1. Auflage
© VEB Verlag Technik, Berlin, 1987
Lizenz 201 · 370/69/87
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Offizin Andersen Nexö, Graphischer Großbetrieb, Leipzig III/18/38
Lektor: *Jürgen Reichenbach*
Schutzumschlag: *Kurt Beckert*
LSV 3043 · VT 3/5768–1
Bestellnummer: 553612 4
02500

Vorwort

Die zunehmende Automatisierung von Arbeitsprozessen ist eine entscheidende Voraussetzung für die gegenwärtige und zukünftige Weiterentwicklung des Leistungsvermögens einer modernen Volkswirtschaft. Waren es bisher vor allem Fließprozesse, die erfolgreich automatisiert wurden, so ermöglicht die breite Anwendung der Elektronik in größerem Umfang Stückgutprozesse, also typische Prozesse in den Industriebereichen der metallverarbeitenden Industrie, umfassend zu automatisieren. Dies stellt Ingenieure und Techniker vor ständig wachsende und zum Teil völlig neue Aufgaben, auch deshalb, weil bei der Automatisierung zunehmend Prinzipien, Mittel, Verfahren und Methoden der modernen Elektronik zum Einsatz kommen. Besonders betroffen werden hierbei neben der Elektronik-Industrie auch viele andere Industriebereiche, die einen entscheidenden Beitrag zur schöpferischen Anwendung der Elektronik/Mikroelektronik bei der durchgängigen Automatisierung der Vorbereitungs- und Realisierungsprozesse in der materiellen Produktion leisten müssen. Ingenieuren und Technikern dieser Industriebereiche, Studenten einschlägiger Fachrichtungen und letztendlich allen Personen, die sich über die Möglichkeiten der Automatisierungstechnik, vor allem über die in Automatisierungseinrichtungen immer wieder auftretenden Bauelemente und Funktionselemente, sachkundig informieren möchten, soll das vorliegende Buch ein wesentliches Hilfsmittel sein.

Mit dem Lehrbuch „Bausteine der Automatisierungstechnik" wird den Erfordernissen der Aus- und Weiterbildung von Ingenieuren und Technikern auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik entsprochen. Es ist so aufgebaut, daß es sowohl im Direktstudium als auch im Fern- und Abendstudium eingesetzt werden kann. Darüber hinaus ist es zur Fortbildung im Selbststudium geeignet und enthält viele nützliche Hinweise für den bereits in der Praxis Tätigen.

Mit dem Buch sollen alle die Ingenieure und Techniker, die nicht unmittelbar auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik arbeiten, in die Lage versetzt werden, einfache Rationalisierungs- und Automatisierungsaufgaben selbständig zu lösen sowie Baugruppen, Geräte und Anlagen der Automatisierungstechnik sinnvoll und mit hohem Nutzeffekt einzusetzen. Dieser Personenkreis soll weiterhin dazu befähigt werden, mögliche günstige Automatisierungslösungen bei der fachlichen Arbeit zu erkennen, aufzubereiten und bei komplizierten Aufgaben Partner für den Spezialisten zu sein.

In diesem Buch werden dem Leser neben notwendigen Grundkenntnissen vor allem anwendungsbezogene Kenntnisse zum Betriebsverhalten und zum sachgerechten Einsatz von wichtigen Bauelementen, Bausteinen und Geräten der Automatisierungstechnik vermittelt. Dabei werden physikalische und technische Grundkenntnisse genutzt und so weit ausgebaut, wie es für das Verständnis und die zweckmäßige Anwendung industriell gefertigter Automatisierungsmittel einschließlich ihrer Zusammenschaltung und Anpassung erforderlich ist.

In einem abschließenden Abschnitt zu ausgewählten Bausteinen werden komplexe Einrichtungen behandelt und die zuvor erworbenen Kenntnisse angewendet. Damit wird eine methodische Überleitung zu den hier nicht behandelten kompletten Steuer- und Regeleinrichtungen geschaffen. Diese werden ausführlich in dem Lehrbuch „Steuerungen in der Automatisierungstechnik" beschrieben.

Herausgeber und Federführende möchten an dieser Stelle den Autoren für ihre Arbeit und ihr Eingehen auf Änderungswünsche im Interesse einer einheitlichen Gesamtdarstellung sowie den Gutachtern für ihre intensive und konstruktive Mitwirkung danken. Auch dem Verlag, insbesondere dem Verantwortlichen Lektor, Herrn Dipl.-Ing. *Jürgen Reichenbach*, sei herzlich gedankt für die schöpferische Zusammenarbeit und das Bemühen um eine ansprechende Gestaltung des Buches. Wir wünschen dem Buch eine gute Aufnahme durch einen vielschichtigen Leserkreis und bitten gleichzeitig, kritische Hinweise zur weiteren Verbesserung des Lehrbuches an den Herausgeber oder den Verlag zu richten.

Herausgeber

Methodische Hinweise

Bei der Stoffauswahl war der wichtigste Grundsatz, dem Anwender der Automatisierungstechnik in gedrängter Form das notwendige Grundwissen zum Betriebsverhalten und zum sachgerechten Einsatz typischer Bauelemente und Bausteine moderner Automatisierungseinrichtungen zu vermitteln. Ausgehend von vorhandenen naturwissenschaftlich-technischen Grundkenntnissen erfordert eine nutzerfreundliche Darstellung des Stoffes, diese anwendungsorientiert nur soweit auszubauen, wie es für das Erreichen dieser Zielstellung notwendig ist. Dementsprechend sparsam werden mathematisch-physikalische Ableitungen, Begründungen, Ersatzschaltungen und ähnliche Hilfsmittel benutzt. In notwendigen Fällen wird auf die weiterführende Fachliteratur verwiesen.

Zur Stoffgliederung wurde primär das Prinzip der steigenden Anforderungen (vom Einfachen zum Komplizierten) berücksichtigt. So wird z. B. bei der Behandlung elektronischer Halbleiterbauelemente nach der wachsenden Zahl von PN-Übergängen gegliedert. Diese Vorgehensweise macht es sinnvoll, beim Studium die Reihenfolge der einzelnen aufeinander aufbauenden Abschnitte einzuhalten. Indem auf Vorangegangenes Bezug genommen wird, erfolgt stets eine Anwendung des vorher vermittelten Wissens. Nicht zuletzt dadurch wird ein hohes Maß an Anwendungsorientiertheit erreicht.

Ein weiteres Gliederungsprinzip besteht darin, daß die Stoffdarstellung unter Beachtung obiger Verfahrensweise in der Reihenfolge Informationsgewinnung – Informationsverarbeitung – Informationsnutzung erfolgt. Damit wird einem vielfach bewährten Prinzip Rechnung getragen.

Entsprechend der zunehmenden Bedeutung elektronischer/mikroelektronischer Bauelemente und Bausteine für die moderne Automatisierungstechnik bilden diese einen Schwerpunkt im Lehrbuch. Konventionelle Bauelemente und Bausteine, z. B. der Mechanik, Hydraulik oder Pneumatik werden entsprechend ihrer Bedeutung dargestellt. Die Behandlung mechanischer, elektrischer/elektronischer, pneumatischer bzw. hydraulischer Bausteine erfolgt jeweils aufgabenbezogen parallel, so daß eine zweckdienliche Auswahl entsprechend der konkreten Aufgabenstellung vorgenommen werden kann. Diese Darstellungsweise ermöglicht es dem Leser, in großem Umfang bekannte Analogiebeziehungen zwischen den einzelnen Größen effektiv zu nutzen, was die Verständlichkeit wesentlich erhöht.

Bei der praktischen Anwendung des im Lehrbuch vermittelten Grundlagenwissens wird es stets erforderlich sein, einschlägige Standards zu beachten.

Inhaltsverzeichnis

0. Einführung 13

1. Übersicht über Bausteine der Automatisierungstechnik 16

1.1. Grundbegriffe zu automatischen Steuerungen 16

1.2. Einteilung der Bausteine der Automatisierungstechnik 19
1.2.1. Einteilung nach der Funktion 20
1.2.2. Einteilung nach der Versorgungsenergie (Hilfsenergie) . . . 21
1.2.3. Einteilung nach der Art des zu verarbeitenden Signals 23

2. Allgemeine Grundlagen 26

2.1. Grundlagen der Elektrotechnik 26

2.2. Grundlagen der Hydraulik und Pneumatik 34
2.2.1. Grundlagen der Hydraulik 35
2.2.2. Grundlagen der Pneumatik 37

2.3. Grundlagen der Meß- und Prüftechnik 38
2.3.1. Aufgaben der Meß- und Prüftechnik 38
2.3.2. Funktionseinheiten der Meß- und Prüftechnik 40
2.3.3. Methoden der Meß- und Prüftechnik 41
2.3.4. Kenngrößen und Kennfunktionen von Meßeinrichtungen . 43
2.3.5. Fehlerbetrachtungen 47

3. Bauelemente der Automatisierungstechnik 51

3.1. Übersicht 51

3.2. Elektronische Bauelemente 53
3.2.1. Passive Bauelemente der Niederfrequenz- und Hochfrequenztechnik 53
3.2.2. Halbleiterbauelemente 63
3.2.2.1. Halbleiterwiderstände 63
3.2.2.2. Halbleiterdioden 73
3.2.2.2.1. Gleichrichter- und Schaltdioden 75
3.2.2.2.2. Sonderformen von Dioden 81
3.2.2.3. Transistoren 86
3.2.2.3.1. Bipolare Transistoren 87
3.2.2.3.2. Unipolare Transistoren 94
3.2.2.4. Vier- und Fünfschichtbauelemente 98
3.2.2.4.1. Dioden mit Sprungcharakteristik 98

3.2.2.4.2. Thyristoren 100
3.2.2.5. Optoelektronische Bauelemente 104
3.2.2.6. Integrierte Schaltkreise 106
3.2.2.7. Belastbarkeit und Wärmeabfuhr von Bauelementen 111

3.3. Elektromechanische Bauelemente 114
3.3.1. Begriffsbestimmung 114
3.3.2. Wirkprinzipe 115
3.3.3. Ausgewählte Beispiele elektromechanischer Bauelemente . 117

3.4. Hydraulische und pneumatische Bauelemente 121
3.4.1. Hydraulische Bauelemente 121
3.4.1.1. Pumpen und Motoren 121
3.4.1.2. Arbeitszylinder 125
3.4.1.3. Ventile 128
3.4.2. Pneumatische Bauelemente 132
3.4.2.1. Drucklufterzeuger 132
3.4.2.2. Arbeitszylinder 132
3.4.2.3. Ventile 133

4. Funktionselemente der Automatisierungstechnik 136

4.1. Bausteine der Meß- und Prüftechnik 136
4.1.1. Bausteine zur Meßwerterfassung 136
4.1.1.1. Elektrische Meßwerke 136
4.1.1.2. Elektronische Funktionseinheiten 142
4.1.2. Messung elektrischer Größen 144
4.1.2.1. Strom- und Spannungsmessung 144
4.1.2.2. Impedanzmessung 146
4.1.2.3. Frequenz- und Phasenwinkelmessung 148
4.1.2.4. Leistungs- und Energiemessung 150
4.1.3. Messung nichtelektrischer Größen 153
4.1.3.1. Allgemeines 153
4.1.3.2. Sensoren 159
4.1.3.3. Messung von Weg, Winkel und Position 161
4.1.3.4. Messung von Kraft, Druck und Drehmoment 171
4.1.3.5. Temperaturmessung 178
4.1.3.6. Zeit- und Drehzahlmessung 186
4.1.3.7. Mengen- und Mengenstrommessung 188
4.1.3.8. Messung von Stoffeigenschaften und -konzentrationen . . . 192
4.1.4. Meßwertübertragung 196

4.2. Bausteine zur Signalverarbeitung 199
4.2.1. Bausteine mit analoger Signalverarbeitung 199
4.2.1.1. Elektronische Verstärker 199
4.2.1.1.1. Grundprinzipien und Klassifikation 199
4.2.1.1.2. Gleichspannungsversorgung steuerbarer aktiver Elemente . 201
4.2.1.1.3. Verstärker für Gleichspannung 204
4.2.1.1.4. Verstärker für kleine Signale 206
4.2.1.1.5. Verstärker für große Signale 209

4.2.1.1.6. Operationsverstärker 210
4.2.1.2. Hydraulische und pneumatische Verstärker 216
4.2.1.2.1. Hydraulische Verstärker 217
4.2.1.2.2. Pneumatische Verstärker 221
4.2.1.3. Analoge Rechenschaltungen 223
4.2.2. Bausteine mit digitaler Signalverarbeitung 227
4.2.2.1. Digitale Schaltungen mit elektronischen Bauelementen . . . 228
4.2.2.1.1. Einfache Diodengatter 229
4.2.2.1.2. Negator und einfaches Zeitglied 231
4.2.2.1.3. Multivibratoren 239
4.2.2.1.4. Trigger 244
4.2.2.1.5. Generatoren für zeitlinearen Spannungsanstieg 246
4.2.2.1.6. Digitale integrierte Schaltungen 247
4.2.2.2. Digitale Schaltungen mit pneumatischen Bauelementen . . . 262
4.2.2.2.1. Logikelemente mit bewegten Teilen 263
4.2.2.2.2. Logikelemente ohne bewegte Teile 266
4.2.2.3. Wandler 268
4.2.2.3.1. Pneumatik-Elektrik- und Elektrik-Pneumatik-Wandler . . . 268
4.2.2.3.2. Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandler 270
4.2.3. Bausteine mit hybrider Signalverarbeitung 274

4.3. Zusammenschaltungsbedingungen und Interface 277
4.3.1. Systeminterne Zusammenschaltungsbedingungen 278
4.3.2. Interfaceschaltungen 281
4.3.2.1. Eingangsinterfaceschaltungen 281
4.3.2.2. Ausgangsinterfaceschaltungen 286
4.3.2.3. Schaltungen zum Übergang zwischen verschiedenen Schaltkreisfamilien 290
4.3.2.4. Spezielle Interfaceschaltungen 292

4.4. Bausteine zur Speicherung von Informationen 297
4.4.1. Mechanische Informationsspeicher 297
4.4.2. Elektrische Informationsspeicher 299
4.4.2.1. Elektromechanische Informationsspeicher 303
4.4.2.2. Elektromagnetische Informationsspeicher 304
4.4.2.3. Elektronische Informationsspeicher 305
4.4.3. Pneumatische Informationsspeicher 309

4.5. Stelleinrichtungen 311
4.5.1. Elektrische Stelleinrichtungen 311
4.5.1.1. Stellwiderstände 313
4.5.1.2. Elektromagnetische Stelleinrichtungen 315
4.5.1.3. Stelleinrichtungen nach dem Schaltprinzip (Stromrichter) . 322
4.5.2. Hydraulische Stelleinrichtungen 327
4.5.3. Pneumatische Stelleinrichtungen 328

4.6. Ausgewählte Bausteine der Automatisierungstechnik 330
4.6.1. Bausteine zur Stromversorgung elektronischer Schaltungen 331
4.6.1.1. Gleichrichtung, Glättung und Siebung 331

4.6.1.2. Spannungsstabilisierung 336
4.6.2. Elektronisch geregelte Antriebe 342
4.6.2.1. Wichtige Bestandteile und Begriffe elektronisch geregelter Antriebe 343
4.6.2.2. Geregelte Gleichstromantriebe 350
4.6.2.3. Geregelte Drehstromantriebe 354
4.6.3. Elektronische Steuerungssysteme für Automatisierungsanlagen 358
4.6.3.1. Hybride Systeme mit analogen und digitalen Komponenten . 359
4.6.3.2. Hybride Systeme auf Rechnerbasis 359
4.6.3.3. Digitale Systeme mit diskreten Logikelementen 360
4.6.3.4. Digitaltechnik auf Rechnerbasis 360
4.6.3.5. Beispiele verfügbarer industrieller Steuerungssysteme 361

Literaturverzeichnis 363

Sachwörterverzeichnis 365

0. Einführung

Eine der Hauptrichtungen des wissenschaftlich-technischen Fortschritts bildet ohne Zweifel gegenwärtig und in absehbarer Zukunft die Automatisierung von Arbeitsprozessen in volkswirtschaftlicher Breite. Sie ist und bleibt eine entscheidende Komponente bei der Entwicklung der Produktivkräfte der menschlichen Gesellschaft. Das heißt, daß das Niveau und das Leistungsvermögen einer modernen Volkswirtschaft in zunehmendem Maße durch den Grad der komplexen Automatisierung, vor allem der gesamten Vorbereitungs- und Realisierungsprozesse in der materiellen Produktion, bestimmt wird. Dabei kommt es besonders darauf an, neben den quantitativen Aspekten des wissenschaftlich-technischen Fortschritts die qualitativen, insbesondere die durch die moderne Elektronik/Mikroelektronik bewirkten revolutionären Veränderungen, verstärkt zur Geltung zu bringen.

Wenn auch erst heute die Automatisierung stärker in den Blickpunkt des allgemeinen Interesses gerückt ist, so kann doch ihre Geschichte bis in die Antike zurückverfolgt werden. Dabei haben Wesen und Begriff des Automaten, eingeordnet in den technischen und sozial-ökonomischen Rahmen ihrer Zeit, einen historischen Wandel durchlaufen. Die ersten bekanntgewordenen Automaten wurden vorrangig im Zusammenhang mit Kulthandlungen genutzt. Durch das bewußte Verborgenhalten des jeweiligen Funktionsmechanismus konnten beim einfachen Volk ohnehin vorhandene Vorstellungen über das Wirken überirdisch-mystischer Mächte verstärkt und damit u. a. die Macht der Geistlichkeit gefestigt werden. In den nachfolgenden Zeitabschnitten dienten sie darüber hinaus den Geltungs- und Unterhaltungsbedürfnissen der Herrschenden. Zunftordnungen des Mittelalters untersagten außerdem allen „Handwerksmännern", Neues zu erdenken, zu erfinden oder zu gebrauchen. In dieser Phase erfolgte die Einflußnahme der Menschen auf die Arbeitsgegenstände im wesentlichen durch Hantieren; der Einfluß von Automaten auf die Produktionsprozesse war noch verschwindend gering. Die gewonnenen Erkenntnisse bildeten jedoch eine wichtige Grundlage für die später aufgrund zunehmender Arbeitsteilung gezielt betriebene Mechanisierung der Produktion, die mit dem Übergang von der rein handwerklichen Fertigung zur Manufaktur schon beträchtliche Ausmaße erreichte. Diese Möglichkeiten waren jedoch – bedingt durch den allgemeinen Erkenntnisstand und die Entwicklung der Produktivkräfte – recht bescheiden.

Entscheidende Fortschritte in der Automatisierungstechnik wurden unter anderem durch die breite Einführung der Dampfmaschine und später des Elektromotors erreicht. Einen ähnlich gelagerten qualitativen Entwicklungssprung bewirkt gegenwärtig die umfassende Nutzung der modernen Elektronik, insbesondere der Mikrorechentechnik, in der Automatisierungstechnik. Die sich daraus ergebenden Möglichkeiten wachsen in absehbarer Zukunft weiterhin sehr rasch, jedoch im wesentlichen kontinuierlich. Neben bzw. an die Stelle konven-

tioneller Lösungen treten zunehmend neue zuverlässigere, kostengünstigere und leistungsfähigere Automatisierungsmittel. Besonders deutlich ist dieser Prozeß auf dem Gebiet der Informationsverarbeitung; augenfällig sind dabei vor allem die wachsende Digitalisierung, die Verbesserungen auf dem Gebiet der Informationsübertragung (Nutzung auch von Lichtleitern) sowie die zunehmenden Möglichkeiten der Mensch-Maschine-Kommunikation. In diesem Lehrbuch soll deshalb neben der weiterhin erforderlichen Darstellung der konventionellen Automatisierungsmittel den zukünftig breiter eingesetzten elektronischen bzw. mikroelektronischen Bausteinen der Automatisierungstechnik die notwendige Beachtung geschenkt werden.

Die allseitige Nutzung der Automatisierungstechnik ermöglicht die Einsparung von Arbeitsplätzen, Material und Energie in volkswirtschaftlich bedeutsamen Größenordnungen, eine spürbare Verbesserung der Qualität und Zuverlässigkeit der Erzeugnisse bei verminderten Kosten sowie nicht zuletzt hochproduktive abproduktarme bzw. schädigungslose Technologien. Dies alles ist verbunden mit z. T. recht tiefgreifenden Veränderungen im sozialen Bereich, die von Verbesserungen der Arbeits- und Lebensbedingungen bis hin zu notwendigen Strukturveränderungen in den Arbeitskollektiven reichen. Die damit verbundenen Aufgaben und Probleme so zu lösen, daß der wissenschaftlich-technische Fortschritt zugleich sozialer und damit gesellschaftlicher Fortschritt wird, ist eine der größten Herausforderungen der Gegenwart und Zukunft.

Der Prozeß der weiterhin sehr raschen Entwicklung der modernen Automatisierungstechnik, ihres Vordringens in ständig neue Anwendungsbereiche, ja in fast alle Bereiche des gesellschaftlichen Lebens, vollzieht sich jedoch nicht im Selbstlauf. Zu seiner Verwirklichung und bewußten Gestaltung bedarf es wachsender Anstrengungen aller an diesem Prozeß Beteiligten. Dies äußert sich in höheren Anforderungen an Kreativität, Schöpfertum, Verantwortungsbewußtsein usw. Besonders Ingenieure und Techniker sollten sich dieser ständig zunehmenden Verantwortung für die Lösung der Schlüsselfragen der Entwicklung der Produktivkräfte und damit der Schlüsselfragen der künftigen Entwicklung der menschlichen Gesellschaft bewußt sein und bereits während der Ausbildung danach handeln.

Die weitere sehr stürmische Entwicklung der Automatisierungstechnik stellt den Ingenieur und Techniker vor ständig wachsende und z. T. völlig neue Aufgaben. So umfaßt die komplexe Automatisierung, die in den zurückliegenden Jahrzehnten vorrangig bei Produktionsprozessen mit im wesentlichen kontinuierlichem Ablauf zur Anwendung kam, gegenwärtig in zunehmendem Maße auch Produktions- und ähnliche (TUL-) Prozesse mit diskontinuierlichem Ablauf. Weiterhin erwächst die Notwendigkeit, neben der Groß- auch die Klein- und Mittelserienfertigung verstärkt zu automatisieren. Insbesondere die Entwicklung von Bearbeitungszentren und Fertigungszellen, die immer breitere Einführung der Handhabetechnik mittels immer flexiblerer Industrieroboter sowie vor allem die Nutzung der wachsenden Möglichkeiten der Elektronik/Mikroelektronik (Übergang von festverdrahteten zu speicher- bzw. freiprogrammierbaren Steuerungen) ermöglichen heute bereits im Bereich kleiner und mittlerer Stückzahlen die Kontinuität und Effektivität des Gesamtprozesses zu sichern und auch hier zur automatisierten bedienarmen Fertigung überzugehen. Nicht immer sind es jedoch hochkomplizierte Maschinen oder komplex automatisierte Anlagen, die die

optimale Lösung einer bestimmten Automatisierungsaufgabe darstellen. In relativ vielen Fällen, insbesondere in der metallverarbeitenden Industrie, ist eine den räumlichen und betrieblichen produktionstechnischen Bedingungen angepaßte Automatisierungslösung zweckmäßiger. Entscheidendes Kriterium muß stets die Ökonomie, d. h. der erzielbare volkswirtschaftliche Nutzen, sein. Und gerade hierbei setzt die breite schöpferische Anwendung der Möglichkeiten der modernen Elektronik/Mikroelektronik qualitativ neue Maßstäbe, die auch und besonders den Ingenieur bzw. Techniker nichtelektronischer Industriebereiche herausfordern.

Die Automatisierungsvorhaben in der Volkswirtschaft konzentrieren sich gegenwärtig und in absehbarer Zukunft auf folgende Schwerpunkte:

- Automatisierung von Finalerzeugnissen
- Automatisierung der gesamten technischen Vorbereitung der Produktion
- Automatisierung der gesamten Produktionsdurchführung
- Automatisierung auf dem Gebiet der Bedienung, Wartung und Instandhaltung
- Automatisierung der Planung, Leitung und Lenkung der Produktions- und Hilfsprozesse.

Dabei kommen überall und in ständig wachsendem Umfang Prinzipien, Verfahren, Mittel und Methoden der modernen Elektronik bei gleichzeitiger, vielfach durch die Elektronik bewirkter weiterer Qualifizierung konventioneller Prinzipien, Verfahren, Mittel und Methoden zum Einsatz. Die Nutzung der Elektronik ist somit heute und in absehbarer Zukunft zentrales Problem der Automatisierungstechnik, was bedeutet, daß die eingangs erhobene Forderung nach Automatisierung von Arbeitsprozessen in volkswirtschaftlicher Breite als entscheidende Komponente bei der Entwicklung der Produktivkräfte in immer stärkerem Maße mit Hilfe der Elektronik realisiert werden muß und wird.

1. Übersicht über Bausteine der Automatisierungstechnik

Zur Lösung von Aufgaben der Automatisierungstechnik ist es notwendig, vom jeweiligen zu automatisierenden Prozeß auszugehen und ihn zu analysieren. Es ist weiterhin notwendig, die möglichen Strukturen automatisierter Anlagen und ihre Elemente prinzipiell zu kennen sowie sich Klarheit über bestimmte wichtige begriffliche Festlegungen zu verschaffen. Die nachfolgenden Ausführungen sollen diesem Ziel dienen. Sie sind somit Grundlage für das Verständnis des Betriebsverhaltens und den sachgerechten Einsatz von Bausteinen der Automatisierungstechnik.

1.1. Grundbegriffe zu automatischen Steuerungen

Ausgehend vom konkreten zu automatisierenden Prozeß bedient man sich in der Praxis zur Darstellung von dessen Struktur, Wirkungsweise usw. verschiedener Mittel und Methoden, wobei meist *gerätetechnische* und/oder *funktionale Aspekte* eine dominierende Rolle spielen. Als zweckmäßig haben sich erwiesen:

- *technologische Schemata* zur Beschreibung der kompletten Funktion automatisierter Anlagen (TGL 14 091, Bl. 1)
- *Baugliedpläne* zur Darstellung der gerätetechnischen bzw. Instrumentierungslösung (TGL 14 091, Bl. 2)
- *Signalflußpläne* bzw. -bilder zur Darstellung der funktionalen Zusammenhänge (TGL 14 091, Bl. 2).

Hieraus folgt, daß Bauglieder als Elemente der Baugliedpläne und Übertragungsglieder als Elemente der Signalflußpläne im allgemeinen nicht identisch sind. Während Baugliedpläne insbesondere in Projektierungsunterlagen und Montageanleitungen verwendet werden, kommen Signalflußpläne bevorzugt für Berechnungen (Analyse und Synthese), Entwürfe, Programmierung bzw. bei der Betrachtung des grundsätzlichen Wirkungsablaufs zum Einsatz. Tafel 1.1.-1 gibt Hinweise über entsprechende Darstellungsweisen in angrenzenden Fachgebieten und über Standards, die bei der Lösung von Automatisierungsaufgaben je nach Gültigkeit beachtet werden müssen.

Sowohl im Bauglied- als auch im Signalflußplan ist die Struktur der automatisierten Anlage erkennbar. Man unterscheidet zwei Grundstrukturen bzw. Grundstrategien, das *Steuern mit* und *ohne Rückführung*. Nach TGL 14 591 werden diese beiden Grundstrategien unter dem Oberbegriff *„Steuern"*, d. h. als zielgerichtete Beeinflussung von Größen in Systemen, zusammengefaßt. Laufen die Vorgänge automatisch, also ohne unmittelbare Beteiligung des Menschen, ab, spricht man von *automatischen Steuerungen*. Daraus folgt, daß sowohl die klassische Regelung im Sinne einer geschlossenen Wirkungskette als auch die klassi-

Tafel 1.1.-1. Hinweise zu Darstellungsweisen und Standards verschiedener Fachgebiete – vereinfachte Darstellung –

Darzustellende Zusammenhänge	Elektrotechnik	Automatisierungstechnik	Informationsverarbeitung
Gerätetechnische Zusammenhänge	Übersichtsschaltplan TGL 16083 DIN 40719	Baugliedplan TGL 14091 TGL 14591 DIN 40719	Datenflußplan TGL 22451 DIN 66001
Funktionale Zusammenhänge	Stromlaufplan TGL 16084 DIN 40719	Signalflußplan STRGW 2410-80 TGL 14091, TGL 14591 ISO 3511	Programmablaufplan TGL 22451 DIN 66001

sche Steuerung im Sinne einer offenen Wirkungskette automatische Steuerungen sind, sofern keine unmittelbare Beteiligung des Menschen vorliegt. Im Bild 1.1.-1 sind diese Zusammenhänge nochmals veranschaulicht.

Bild 1.1.-2 zeigt die prinzipiellen Strukturen einer Steuerung ohne Rückführung und einer Regelung. Charakteristisch für die Steuerung ohne Rückführung ist, daß in den zu beeinflussenden Prozeß – nachfolgend als *Steuerstrecke* bezeichnet – ein *Stellglied* eingebracht wird, das durch eine *Steuergröße* gestellt wird, und

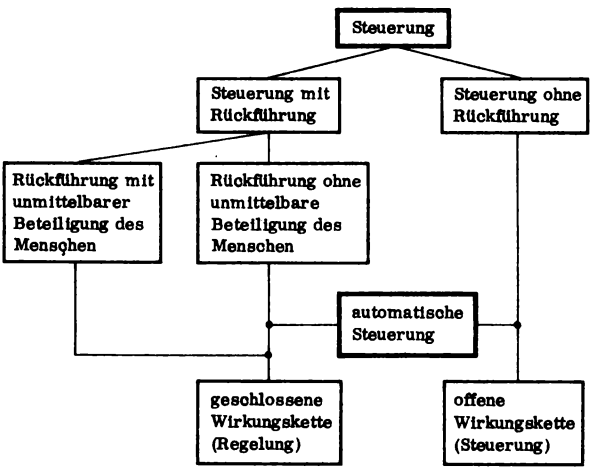


Bild 1.1.-1. Einteilung von Steuerungen
– stark vereinfachte Darstellung –

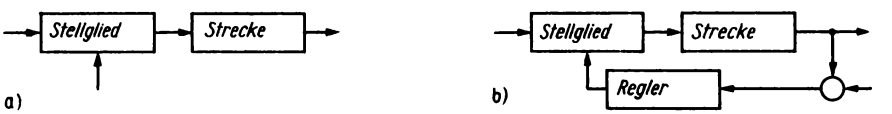


Bild 1.1.-2. Prinzipielle Struktur einer klassischen Steuerung (a) und einer Regelung (b)
– vereinfachte Darstellung anhand von Signalflußbildern –

daß die Steuergröße fest vorgegeben ist. Charakteristisch für die Regelung ist, daß in den zu beeinflussenden Prozeß – nachfolgend als *Regelstrecke* bezeichnet – ein *Stellglied* eingebracht wird, das durch eine *Regelgröße* gestellt wird, und daß die Regelgröße aus einem Vergleich von Istwert am Ausgang und vorgegebenem Sollwert sowie nachfolgende Verarbeitung in einem Regler gewonnen wird.

Beispiel 1.1.-1: Bild 1.1.-3 zeigt einen einfachen unbelasteten Spannungsteiler. Das Teilerverhältnis U_a/U_e ist durch die Einstellung des veränderbaren Widerstandes (Steuergröße) vorgegeben. Es handelt sich folglich um eine Steuerung, bei der die Ausgangsspannung jeder Änderung der Eingangsspannung proportional zur Steuergröße folgt. Wird aber z. B. der Istwert der Ausgangsspannung durch ein Meßinstrument angezeigt, von einem Menschen abgelesen und mit dem im Gedächtnis gespeicherten Sollwert verglichen, so kann dieser Mensch (Regler) durch Verstellen des Widerstandsabgriffes und damit durch Verändern des Teilerverhältnisses gewährleisten, daß die Ausgangsspannung bei veränderlicher Eingangsspannung quasi konstant bleibt. In diesem Falle werden also der Soll-Ist-Vergleich und die Regler-Funktion vom Menschen übernommen und somit von ihm der Regelkreis geschlossen (Anmerkung: Dieses einfache instruktive Beispiel für den Wirkungsablauf im Regelkreis entspricht gemäß TGL 14 591 nicht den Anforderungen an eine „automatische" Steuerung, was wegen der Mitwirkung des Menschen, also des nicht automatischen Ablaufs, einleuchtend ist.). Die hier gegebene, auf historisch Entstandenem und TGL 14 591 beruhende Erklärung der Begriffe „Steuerung", „Regelung", „Automatische Steuerung" usw. kann Mehrdeutigkeiten nicht vollkommen ausschließen. Daraus resultieren nicht immer eindeutige begriffliche Abgrenzungen im praktischen Sprachgebrauch. So wird z. B. im Zusammenhang mit Werkzeugmaschinen, Robotern u. a. von numerischen Steuerungen gesprochen. Dabei enthalten diese – im Sinne von Bild 1.1.-1 – aber als funktionsbestimmende Elemente auch Rückführungen, wie sie bei Regelungen üblich sind.

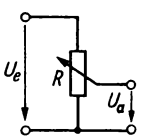


Bild 1.1.-3. Einfacher Spannungsteiler

Die obige Einordnung der „Automatischen Steuerungen" orientiert sich an strukturellen Wirkungsgesichtspunkten. Daneben sind auch andere Ordnungsgefüge möglich, z. B. nach der Art der Führung (Führung durch Festwert, zeitliche Abfolge, Programm o. ä.). Neben den erläuterten, mit der Struktur automatisierter Anlagen im Zusammenhang stehenden Grundbegriffen gibt es eine weitere sehr wichtige Gruppe von Grundbegriffen, die die *Signal-* bzw. *Informationsverarbeitung* in der Anlage betreffen.

Zur Sicherung des Zusammenwirkens der einzelnen Elemente automatisierter Anlagen ist der Austausch von Informationen über ermittelte Zustände, notwendige Veränderungen, Einwirkungen usw. längs eines oder auch mehrerer Wirkungswege erforderlich. Es ist also notwendig, Informationen weiterzuleiten, zu erkennen, zu bewerten, weiter zu verarbeiten u. ä. Dazu muß der Informationsin-

halt einem im Prinzip beliebigen physikalischen Träger aufgeprägt werden. Eine solche mit aufgeprägten Informationen versehene physikalische Größe bezeichnet man als *Signal*.

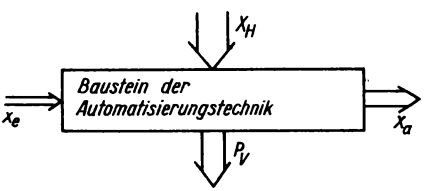
Für das Aufprägen von Informationen auf einen in der Automatisierungstechnik üblichen *Signalträger* (elektrische Ströme und Spannungen, aber auch Wege, Verschiebungen, Drücke, Licht u. ä.) gibt es verschiedene Möglichkeiten. Wird z. B. als Signalträger eine Spannung benutzt, so kann unter anderem die Information zu jedem Zeitpunkt durch den entsprechenden Augenblickswert der elektrischen Spannung dargestellt bzw. erkannt werden.

Beispiel 1.1.-2. Bei einem einfachen temperaturabhängigen Spannungsteiler ist die Ausgangsspannung bei konstanter Eingangsspannung zu jedem Zeitpunkt ein Abbild der zu diesem Zeitpunkt herrschenden Temperatur am temperaturabhängigen Widerstand; gleichzeitig ist der Zeitverlauf der Ausgangsspannung ein Abbild des Zeitverlaufs der Temperatur.

Bezüglich weiterer Grundbegriffe der Automatisierungstechnik muß auf die nachfolgenden Abschnitte, auf weiterführende Literatur bzw. auf einschlägige Standards verwiesen werden.

1.2. Einteilung der Bausteine der Automatisierungstechnik

Bei der Betrachtung automatischer Steuerungen ist es nützlich, diese in kleinere leichter überschaubare Einheiten aufzugliedern. Diese Aufgliederung kann, wie bereits im Abschnitt 1.1. dargestellt, nach funktionalen und/oder gerätetechnischen Gesichtspunkten erfolgen. Die dabei zu betrachtenden Übertragungs- bzw. Bauglieder bestehen üblicherweise aus einem oder mehreren zweckdienlich gekoppelten Bausteinen bzw. Funktionselementen. Eine Unterscheidung dieser Bausteine in solche für offene oder für geschlossene Wirkungsketten erfolgt meist nicht. Bild 1.2.-1 zeigt die allgemeine Funktion eines solchen Bausteins der Automatisierungstechnik.



x_e steuerndes Eingangssignal (Eingangsenergie)
x_a gesteuertes Ausgangssignal (Ausgangsenergie)
X_H zugeführte Versorgungs- bzw. Hilfsenergie
P_V Energieverluste (Verlustleistung)

Bild 1.2.-1. Allgemeine Funktion eines Bausteines der Automatisierungstechnik

Die Einteilung der Bausteine der Automatisierungstechnik kann nach verschiedenen Gesichtspunkten erfolgen. Allgemein übliche Einteilungskriterien stellen die *Funktion*, die *Art der Versorgungsenergie* (Hilfsenergie) und die *Art und Weise der Signalverarbeitung* dar.

1.2.1. Einteilung nach der Funktion

Bei der Lösung von Automatisierungsaufgaben spielt neben den stofflichen und energetischen Aspekten der *Informationsaspekt* eine wesentliche Rolle. Die aus Bild 1.1.-2 entwickelte und im Bild 1.2.-2 dargestellte Grundstruktur einer automatischen Steuerung (geschlossene Wirkungskette) zeigt unter besonderer Beachtung des Informationsaspektes folgende charakteristische Abschnitte:

Informationsgewinnung (Messen, Erfassen, Aufbereiten usw.)
Informationsverarbeitung (Vergleichen, Rechnen, Speichern, Verknüpfen, Verzögern, Bildung von Stellsignalen usw.)
Informationsnutzung (Stellen, Schalten usw.).

Diese drei Abschnitte kennzeichnen den Hauptprozeß im Rückführungsweg. Innerhalb dieses Hauptprozesses können noch an prinzipiell jeder Stelle Wandler, Verstärker und ähnliche Einrichtungen erforderlich sein. Weiterhin kann es notwendig sein, bestimmte Zustände zum Zwecke der weiteren Verarbeitung oder der Kontrolle und Überwachung über kürzere oder längere Zeit zu speichern bzw. auch über Meldeeinrichtungen unmittelbar zu signalisieren (Havarieanzeige, Fehlbedienung, Ausgabe von weiteren Bedienanweisungen usw.).

Innerhalb der drei Abschnitte des Rückführungsweges kommen hauptsächlich folgende Bausteine zum Einsatz:

- Bausteine zur *Meßwerterfassung*
- Bausteine zur *Meßwertwandlung*
- Bausteine zur *Signalverarbeitung*
- Bausteine zur *Signalübertragung*
- Bausteine zur *Speicherung von Informationen*
- Bausteine zur *Verstärkung* bzw. *Wandlung*
- Bausteine zur *Bereitstellung von Sollwerten*
- Bausteine zur *Ausgabe* bzw. zum *Stellen*
- Bausteine zur *Bereitstellung von Versorgungsenergie*.

Diese Aufzählung entspricht einer Grobeinteilung der Bausteine der Automatisierungstechnik nach ihrer Funktion; eine weitere Untergliederung erfolgt bei der Behandlung dieser Bausteingruppen in diesem Buch.

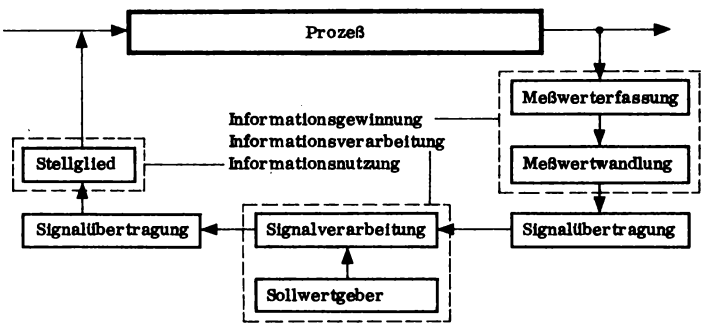


Bild 1.2.-2. Grundstruktur einer automatischen Steuerung (geschlossene Wirkungskette) unter besonderer Beachtung des Informationsaspektes
– vereinfachte Darstellung –

Der obigen Betrachtung lag die geschlossene Wirkungskette als die umfassendere Struktur zugrunde. Die dort auftretenden Bausteine sind folglich zugleich mögliche Bausteine der offenen Wirkungskette. Es sei weiterhin vermerkt, daß bei der gerätetechnischen Realisierung üblicherweise mehrere Bausteine zusammengefaßt werden können.

1.2.2. Einteilung nach der Versorgungsenergie (Hilfsenergie)

Wie bereits aus Bild 1.2.-1 zu erkennen war, ist zur Sicherung der Funktion eines Bausteins der Automatisierungstechnik grundsätzlich eine Versorgungs- bzw. Hilfsenergie erforderlich. Von praktischer Bedeutung sind *elektrische*, *pneumatische* und *hydraulische* Versorgungsenergie. Die Art der verwendeten Versorgungsenergie ist häufig identisch mit der Art des Signalträgers (z. B. elektrische Energie zur Versorgung eines elektronischen Verstärkers). Je nachdem, ob die Versorgungsenergie dem Eingangssignal entnommen wird oder ob eine separate Zuführung erfolgt, unterscheidet man Bausteine mit oder ohne separat zugeführte Versorgungsenergie. Eine weitere Aufgliederung zeigt Bild 1.2.-3.

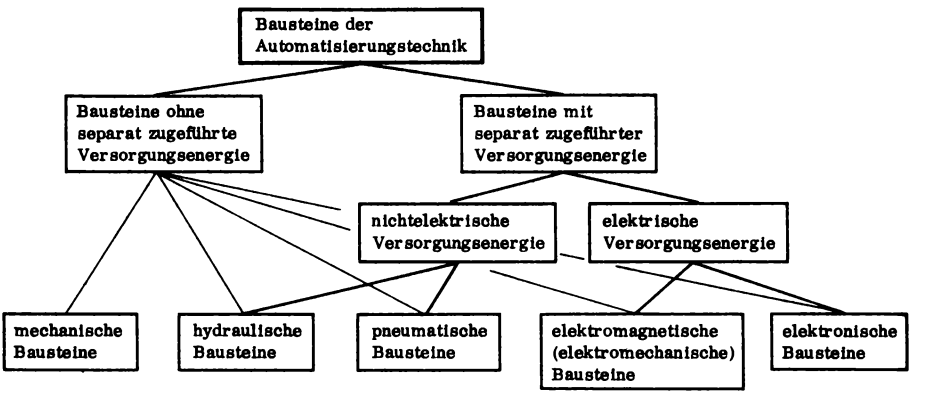


Bild 1.2.-3. Einteilung von Bausteinen der Automatisierungstechnik nach der Versorgungsenergie
– stark vereinfachte Darstellung –

Bei jedem Rationalisierungs- und Automatisierungsvorhaben wird durch die Wahl geeigneter Versorgungsenergien die Gesamtökonomie wesentlich bestimmt. Zur sachgerechten technisch-ökonomischen Bewertung sollen nachfolgend einige wichtige charakteristische Merkmale der vielfach genutzten elektrischen, hydraulischen und pneumatischen Versorgungsenergie diskutiert werden.

Elektrische Versorgungsenergie

Vorteile:
- problemlose Bereitstellung
- sehr komplexe Informationsverarbeitung kostengünstig möglich
- sehr große Geschwindigkeit bei der Informationsverarbeitung möglich

- Signalübertragung über große Entfernungen möglich, jedoch Störsicherheit beachten
- relativ geringer Raumbedarf.

Nachteile:

- Maßnahmen zur Gewährleistung von Störsicherheit, Berührungsschutz und ggf. Explosionsschutz sind notwendig.

Pneumatische Versorgungsenergie

Vorteile:

- einfache und robuste Bauweise der Anlagen
- preisgünstig
- Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störfeldern, Berührungs- und Explosionsschutz ohne zusätzliche Maßnahmen gegeben
- Stellkräfte relativ leicht erzeugbar.

Nachteile:

- relativ hoher Aufwand für Bereitstellung und Aufbereitung
- nur wenig komplexe Informationsverarbeitung bei relativ niedriger Geschwindigkeit möglich
- nur geringe Übertragungsentfernungen möglich
- relativ großer Raumbedarf
- Betrieb bei Temperaturen $< 0\,°C$ wegen Vereisung problematisch.

Hydraulische Versorgungsenergie

Vorteile:

- einfache und robuste Bauweise der Anlagen
- große Stellkräfte leicht erzeugbar
- Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störfeldern, Berührungs- und Explosionsschutz ohne zusätzliche Maßnahmen gegeben.

Nachteile:

- kaum Informationsverarbeitung möglich
- nur geringe Übertragungsentfernungen möglich
- relativ hoher Aufwand für Herstellung, Wartung und Instandhaltung der Anlagen
- relativ großer Raumbedarf
- Verschmutzung und Brandgefahr durch austretende Hydraulikflüssigkeit.

Bezüglich der direkten Bereitstellung der Versorgungsenergie des Bausteins aus dem Signalträger können für die drei genannten Versorgungsenergien keine abweichenden Merkmale angegeben werden. Eine gewisse Sonderstellung nehmen diesbezüglich rein mechanisch arbeitende Bausteine der Automatisierungstechnik ein. Diese Bausteine entnehmen die zur Erfüllung ihrer Aufgabe notwendige Energie üblicherweise direkt aus dem Prozeß bzw. dem Eingangssignal. Hierbei handelt es sich häufig um Meßeinrichtungen, die rein mechanisch über ein Stellglied den zu steuernden Prozeß beeinflussen. Eine Signalübertragung über größere Entfernungen ist dabei nicht möglich.

Bei der Behandlung der einzelnen Bausteine der Automatisierungstechnik in den weiteren Abschnitten dieses Buches werden diese Ausführungen weiterge-

führt und dargestellt, daß die Kombination verschiedener Hilfsenergien in vielen Fällen eine technisch und ökonomisch optimale Lösung einer Automatisierungsaufgabe ergibt.

1.2.3. Einteilung nach der Art des zu verarbeitenden Signals

Aus der allgemeinen Betrachtung im Abschn. 1.1. konnte erkannt werden, daß zur Sicherung der Funktion automatisierter Anlagen zwischen den in einer (offenen oder geschlossenen) Wirkungskette zusammengeschlossenen Bausteinen in Wirkungsrichtung Informationen in Form von Signalen übertragen werden müssen. Für die Weiterleitung der Signale sind Übertragungsmittel, häufig Übertragungskanäle (elektrische Leitung, Rohrleitung, Lichtleiter u. ä.), erforderlich. Innerhalb der Bausteine oder auch der Funktionselemente erfolgt die zweckdienliche Informations- bzw. Signalverarbeitung. Jeder Baustein hat im allgemeinen mehrere Ein- und Ausgänge, mindestens jedoch einen Ein- und einen Ausgang.

Beispiele für Bausteine mit einem Ein- und einem Ausgang zeigt Tafel 1.2.-1.

Das Bestimmende eines Signals als Träger von Informationen sind seine *Informationsparameter*. Ihr Wertevorrat, ihr Zeitverhalten und ähnliche Kriterien dienen im allgemeinen zur Einteilung der Signale. Bild 1.2.-4 stellt unter diesem

Tafel 1.2.-1. Beispiele für Ein- und Ausgangssignale häufig benutzter Bausteine der Automatisierungstechnik

Baustein	Eingangssignal	Ausgangssignal
Temperaturabhängiger Spannungsteiler	Temperatur	Spannung
Relais	Erregerstrom	Schaltzustand bzw. Laststrom
Verstärker	Eingangsspannung	Ausgangsleistung
Gleichstrommotor	Ankerspannung	Drehzahl
Drehstrommotor	Frequenz	Drehzahl
Schrittmotor	Impuls	Bewegungsschritt
Tachogenerator	Drehzahl	Spannung
Getriebe	Drehzahl	Drehzahl
Arbeitszylinder	Druck	Kraft, Weg

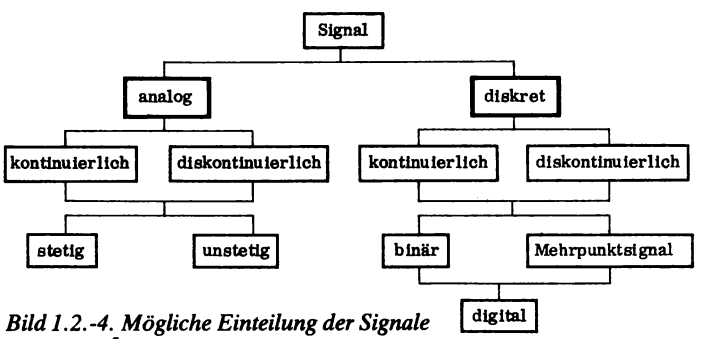


Bild 1.2.-4. Mögliche Einteilung der Signale
– stark vereinfachte Darstellung –

Aspekt gesehen eine Möglichkeit der Einteilung von Signalen dar. Danach werden (siehe auch TGL 14 591!) Signale generell in solche *ohne* oder *mit* Quantisierung des Informationsparameters (analog oder diskret) und zusätzlich in solche *ohne* oder *mit* zeitlicher Quantisierung (kontinuierlich oder diskontinuierlich) eingeteilt. Signale werden also prinzipiell danach unterschieden, ob die Informationsparameter in vorgegebenen Bereichen alle möglichen oder nur bestimmte diskrete Werte annehmen können bzw. ob die Informationsparameter zu jedem möglichen oder nur zu bestimmten diskreten Zeitpunkten veränderbar sind.

Wir bezeichnen deshalb Signale

als *analog*, wenn der Informationsparameter innerhalb eines vorgegebenen Bereiches jeden beliebigen Wert annehmen kann,

als *diskret*, wenn der Informationsparameter nur bestimmte diskrete Werte annehmen kann, (Liegen dabei die diskreten Werte verschlüsselt /kodiert/ vor, bezeichnet man sie als digitale Signale; werden nur zwei Werte angenommen, liegt ein binäres Signal vor.)

als *kontinuierlich*, wenn ihre Informationsparameter zu jedem beliebigen Zeitpunkt veränderbar sind und

als *diskontinuierlich*, wenn ihre Informationsparameter nur zu diskreten Zeitpunkten veränderbar sind.

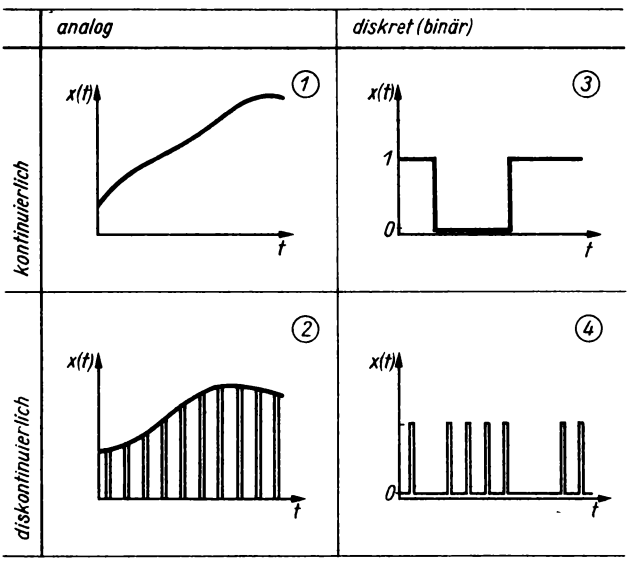


Bild 1.2.-5. Beispiele für wichtige Signalarten

Bild 1.2.-5 verdeutlicht diese Charakterisierung am Beispiel wichtiger Signalarten. Beispiel (1) zeigt ein allgemein bekanntes analog-kontinuierliches Signal; der Informationsparameter steht ständig zur Verfügung und entspricht zu jedem Zeitpunkt dem Augenblickswert. Im Beispiel (2) steht der Informationsparame-

ter nicht ständig zur Verfügung, entspricht aber im Abtastaugenblick dem Augenblickswert, d. h., er kann prinzipiell jeden beliebigen Wert annehmen; es handelt sich folglich um ein analog-diskontinuierliches Signal.

Gemeinsames Merkmal der Beispiele (1) und (2) ist, daß der Informationsparameter jeden beliebigen Augenblickswert annehmen kann (analoge Signale). Kann der Informationsparameter dagegen nur bestimmte Werte annehmen, liegt also eine Quantisierung vor, handelt es sich um diskrete Signale. Können im Sonderfall nur zwei diskrete Zustände angenommen werden, spricht man von binären Signalen (Beispiele (3) und (4)). Im Beispiel (3) wird durch die ständig vorhandenen binären Signalpegel 1 und 0 zu jedem Zeitpunkt, also kontinuierlich, nur angezeigt, ob beispielsweise ein bestimmter Sollwert über- oder unterschritten ist; es handelt sich folglich um ein diskret-kontinuierliches Signal (Zweipunkt-Signal). Im Beispiel (4) wird dagegen nur zu ausgewählten (Abtast-) Zeitpunkten festgestellt, ob z. B. ein Schalter geschlossen ist oder nicht; hier liegt ein diskret-diskontinuierliches Signal vor. In den Beispielen nach Bild 1.2.-5 wird im allgemeinen der Augenblickswert einer Größe oder die Amplitude eines Impulses als Informationsparameter genutzt. Weitere technisch wichtige Möglichkeiten sind die Frequenz einer Sinusschwingung, ihre Phasenlage, die Länge eines Impulses, das Bitmuster eines digitalen Signals usw.

Außer den bisher dargestellten Einteilungsmöglichkeiten der Signale nach dem Wertevorrat des Informationsparameters (analog-diskret) und der zeitlichen Verfügbarkeit des Informationsparameters (kontinuierlich-diskontinuierlich) gibt es noch weitere, üblich sind:

- Anzahl der Informationsparameter (einparametrig – mehrparametrig)
- Funktion des Signals im Prozeß (Nutzsignal (Ein- und Ausgangssignal, Meßsignal, Führungssignal, Stellsignal), Störsignal, Testsignal usw.)
- Zeitfunktion des Signals (determiniert (stetig, unstetig, periodisch usw.), stochastisch (Zufallsfunktion usw.), moduliert (Amplitudenmodulation, Frequenzmodulation, Pulslängenmodulation, Pulsbreitenmodulation usw.)).

Die aufgezeigte Vielfalt der möglichen und in einem Baustein der Automatisierungstechnik zu verarbeitenden Signalarten läßt eine ebensolche Vielfalt bei diesen Bausteinen erwarten. In der Praxis zeigt sich jedoch, daß im Prinzip nur bei elektrischer Hilfsenergie die entsprechende Vielfalt der Bausteine ökonomisch realisierbar ist; bei hydraulischer und pneumatischer Hilfsenergie sind dagegen nur vergleichsweise wenige Bausteine bzw. Bausteinarten ökonomisch realisierbar (z. B. treten infolgedessen alle modulierten Signale bei hydraulischer und pneumatischer Hilfsenergie nicht auf). Unter Beachtung dieser Einschränkungen können die verfügbaren Bausteine der Automatisierungstechnik den verschiedenen Signalarten zugeordnet werden.

2. Allgemeine Grundlagen

2.1. Grundlagen der Elektrotechnik

Kenntnisse und Fertigkeiten zu den Grundgesetzen zur Berechnung elektrischer Netze (Kirchhoffsche Sätze und daraus abgeleitete vereinfachte Berechnungsverfahren, Berechnung einfacher Schaltvorgänge in linearen elektrischen Netzen, Berechnung von Wechselstromnetzen mit Hilfe der symbolischen Methode) sind für den Umgang mit Bausteinen der Automatisierungstechnik einschließlich deren effektiver praktischer Nutzung ein unentbehrliches Hilfsmittel. Nachfolgend werden die wichtigsten Zusammenhänge in Kürze dargestellt.

Berechnung von Gleichstrom-Netzwerken

Ausgangspunkt für die Berechnung elektrischer Netzwerke sind die Kirchhoffschen Sätze Maschensatz

$$\sum_{\text{vzb}} e_\nu = \sum_{\text{vzb}} u_\nu \tag{2.1.-1}$$

und Knotenpunktsatz

$$\sum_{\text{vzb}} i_\nu = 0, \tag{2.1.-2}$$

sowie die in Tafel 2.1.-1 aufgeführten Strom-Spannungs-Beziehungen.

Der Maschensatz besagt, daß in jeder Masche eines Netzwerkes die vorzeichenbehaftete Summe der Urspannungen (Spannungsquellen) gleich der vorzeichenbehafteten Summe der Spannungsabfälle an den Schaltelementen dieser Masche ist; der Knotenpunktsatz besagt, daß in jedem Knotenpunkt eines Netzwerkes die vorzeichenbehaftete Summe der Ströme gleich Null ist, d. h., daß die Summe der zufließenden gleich der Summe der abfließenden Ströme ist.

Berechnungsbeispiel. In der Schaltung nach Bild 2.1.-1 seien die Urspannungen und die Widerstandswerte gegeben; gesucht sei der Strom I_3. Unter Verwendung der Kirchhoffschen Sätze ergibt sich

$$\left|\begin{array}{l} I_1 = I_2 + I_3 \\ E_1 = I_1R_1 + I_3R_3 \\ E_2 = I_2R_2 - I_3R_3 \end{array}\right| \tag{2.1.-3}$$

als Ansatz; das Ergebnis lautet

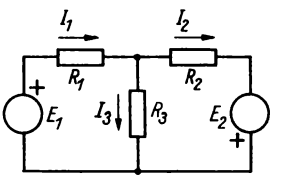
$$I_3 = \frac{E_1R_2 - E_2R_1}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}\,. \tag{2.1.-4}$$

Tafel 2.1.-1. Strom-Spannungsbeziehungen an und einfache Zusammenschaltungen von passiven Bauelementen

Bauelement	Strom-Spannungsbeziehung	Reihenschaltung	Parallelschaltung
Widerstand	$u_R(t) = Ri_R(t)$	$R_{Sn} = \sum_{i=1}^{n} R_i$	$R_{Pn} = \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i}\right)^{-1}$
Kondensator	$u_C(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_C(\xi)\,d\xi + U_C(0)$ $i_C(t) = C\frac{du_C(t)}{dt}$	$C_{Sn} = \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{C_i}\right)^{-1}$	$C_{Pn} = \sum_{i=1}^{n} C_i$
Induktivität	$u_L(t) = L\frac{di_L(t)}{dt}$ $i_L(t) = \frac{1}{L}\int_0^t u_L(\xi)\,d\xi + I_L(0)$	$L_{Sn} = \sum_{i=1}^{n} L_i$ ohne magnetische Kopplung!	$L_{Pn} = \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{L_i}\right)^{-1}$

Für die vollständige Berechnung eines Netzwerkes (z. B. aller Zweigströme) macht sich bei Anwendung Gln. (2.1.-1) und (2.1.-2) die vollständige Lösung eines möglicherweise recht umfangreichen Gleichungssystems erforderlich. Als erster Schritt einer Vereinfachung werden deshalb üblicherweise gleichartige Netzwerkelemente, die in Reihe und/oder parallel geschaltet sind, mit Hilfe der ebenfalls in Tafel 2.1.-1 angegebenen Rechenregeln zusammengefaßt. Desweiteren können die im Bild 2.1.-2 dargestellten aus den Kirchhoffschen Sätzen abgeleiteten vereinfachten Verfahren zur Netzwerkberechnung benutzt werden.

Bild 2.1.-1
Netzwerk zur Erläuterung der Grundgesetze zur Berechnung elektrischer Netzwerke



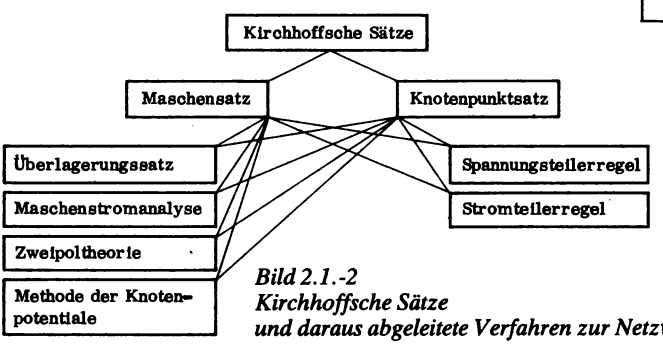


Bild 2.1.-2
Kirchhoffsche Sätze und daraus abgeleitete Verfahren zur Netzwerkberechnung

Spannungsteilerregel. Die Spannungen über zwei vom gleichen Strom durchflossenen Widerständen verhalten sich wie die zugehörigen Widerstandswerte, d. h., es gilt

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{R_1}{R_2} . \tag{2.1.-5}$$

Stromteilerregel. Die Ströme durch zwei parallel geschaltete Widerstände, über denen folglich die gleiche Spannung abfällt, verhalten sich wie die zugehörigen Leitwerte, d. h., es gilt

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{G_1}{G_2} = \frac{R_2}{R_1} . \tag{2.1.-6}$$

Ein typisches Anwendungsgebiet von Spannungs- und Stromteilerregel ist die Meßbereichserweiterung.

Überlagerungssatz. Enthält ein Netzwerk mehrere Quellen, so kann der Strom i_X in einem Zweig x als vorzeichenbehaftete Summe (Überlagerung) einzelner Teilströme, hervorgerufen von den einzelnen Quellen, berechnet werden:

$$i_X = i_{X1} + i_{X2} + \ldots + i_{Xn} = \sum_{vzb} i_{Xv} . \tag{2.1.-7}$$

Als Beispiel soll wieder der Strom I_3 in der Schaltung nach Bild 2.1.-1 berechnet werden. Dabei geht man so vor, daß zunächst bei kurzgeschlossener Urspannung E_2 der Strom I_{31} aus

$$\left| \begin{array}{l} I_{11} = \dfrac{E_1}{R_1 + R_2 \| R_3} \\ \dfrac{I_{31}}{I_{11}} = \dfrac{R_2 \| R_3}{R_3} \end{array} \right| \tag{2.1.-8}$$

zu

$$I_{31} = \frac{E_1 R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \tag{2.1.-9}$$

berechnet wird. Danach wird der Strom I_{32} bei kurzgeschlossener Urspannung E_1 aus

$$\left| \begin{array}{l} I_{22} = \dfrac{E_2}{R_1 \| R_3 + R_2} \\ \dfrac{I_{32}}{I_{22}} = \dfrac{-R_1 \| R_3}{R_3} \end{array} \right| \tag{2.1.-10}$$

zu

$$I_{32} = \frac{-E_2 R_1}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \tag{2.1.-11}$$

berechnet. Die Überlagerung beider Teilströme gemäß Gl. (2.1.-7) ergibt

$$I_3 = I_{31} + I_{32} , \tag{2.1.-12}$$

woraus unmittelbar das erwartete Ergebnis nach Gl. (2.1.-4) folgt.

Zweipoltheorie. Die Zweipoltheorie beruht auf der Tatsache, daß jedes beliebige Netzwerk an einer Stelle, wo nur zwei Verbindungsleitungen bestehen, in zwei Zweipole getrennt werden kann. Üblich ist dabei, in einem Zweipol alle Quellen (aktiver Zweipol) und in einem Zweipol nur passive Elemente (passiver Zweipol) zusammenzufassen. Während der passive Zweipol im einfachsten Fall aus einem einzigen ohmschen Widerstand besteht, sind für den aktiven Zweipol sowohl das Spannungs- als auch das Stromquellen-Ersatzschaltbild (vgl. Bild 2.1.-3!) von praktischer Bedeutung. Da beide Ersatzschaltungen einem identischen aktiven Zweipol entsprechen, gelten die Umrechnungen

$$R_{\text{iers}} = R_{\text{iers}} \tag{2.1.-13}$$

$$E_{\text{ers}} = I_{\text{K}} R_{\text{iers}} \,. \tag{2.1.-14}$$

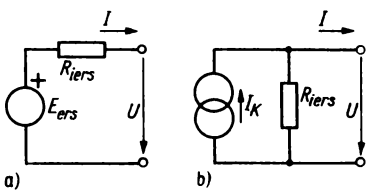


Bild 2.1.-3
Spannungsquellen (a) – und Stromquellen (b) – Ersatzschaltung eines aktiven Zweipols

Wendet man die Zweipoltheorie auf die Berechnung des Stromes I_3 der Schaltung nach Bild 2.1.-1 an, so wählt man R_3 als passiven und den Rest der Schaltung als aktiven Zweipol. Für diesen gilt für den Ersatz-Innenwiderstand

$$R_{\text{iers}} = R_1 \| R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \,, \tag{2.1.-15}$$

für die Ersatz-Spannungsquelle im Spannungsquellen-Ersatzschaltbild

$$E_{\text{ers}} = \frac{E_1 R_2 - E_2 R_1}{R_1 + R_2} \tag{2.1.-16}$$

und für den Kurzschlußstrom im Stromquellen-Ersatzschaltbild

$$I_{\text{K}} = \frac{E_1 R_2 - E_2 R_1}{R_1 R_2} \,. \tag{2.1.-17}$$

Die Zusammenschaltung von aktivem und passivem Zweipol ergibt den Grundstromkreis; die Berechnung des Stromes I_3 erfolgt im Falle des Spannungsquellen-Ersatzschaltbildes nach

$$I_3 = \frac{E_{\text{ers}}}{R_{\text{iers}} + R_3} \tag{2.1.-18}$$

und im Falle des Stromquellen-Ersatzschaltbildes nach

$$\frac{I_3}{I_{\text{K}}} = \frac{R_{\text{iers}} \| R_3}{R_3} \,. \tag{2.1.-19}$$

Man erhält in beiden Fällen erwartungsgemäß das Ergebnis nach Gl. (2.1.-4).

Die Maschenstromanalyse und die Methode der Knotenpotentiale sollen hier nicht im einzelnen demonstriert werden.

Berechnung einfacher Schaltvorgänge

Befinden sich in einem Netzwerk kapazitive und/oder induktive Energiespeicher, muß grundsätzlich davon ausgegangen werden, daß sich der energetische Zustand wegen nicht zur Verfügung stehender unendlich großer Leistung niemals sprunghaft ändern kann. Im Falle eines Ein-, Aus- oder Umschaltvorgangs in einem solchen Netzwerk werden also immer sog. Augleichsvorgänge stattfinden, bevor sich der neue stationäre Endzustand einstellt. Die Berechnung solcher Ausgleichsvorgänge erfolgt mit Hilfe von linearen Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten. Solche Differentialgleichungen treten in Physik und Technik sehr häufig auf, z. B. bei elastischen Schwingungen. Für den Umgang mit Bausteinen der Automatisierungstechnik genügt im allgemeinen die Fähigkeit, mit Differentialgleichungen erster (ein Speicherelement) und zweiter Ordnung (zwei unabhängige Speicherelemente) umgehen zu können. Nachfolgend soll die Berechnungsmethode ohne mathematische Beweisführung angegeben werden.

1. Schritt: Aufstellen der Differentialgleichung und Auflösen nach der gesuchten Variablen unter Verwendung der Strom-Spannungs-Beziehungen nach Tafel 2.1.-1 und der Methoden der Netzwerkberechnung.
Im Fall zweiter Ordnung ergibt sich

$$\ddot{x}(t) + a_1\dot{x}(t) + a_0x(t) = f(t). \tag{2.1.-20}$$

2. Schritt: Lösung der Differentialgleichung durch Überlagerung zweier Lösungsanteile gemäß

$$x(t) = x_h(t) + x_p(t). \tag{2.1.-21}$$

Dabei ist $x_h(t)$ die allgemeine Lösung der homogenen Differentialgleichung

$$\ddot{x}(t) + a_1\dot{x}(t) + a_0x(t) = 0 \tag{2.1.-22}$$

und repräsentiert den sog. flüchtigen Anteil des Ausgleichsvorgangs. $x_p(t)$ ist irgendeine partikuläre Lösung der vollständigen Differentialgleichung (2.1.-20); $x_p(t)$ entspricht dem eingeschwungenen oder bleibenden Zustand (stationärer Anteil der Lösung).

3. Schritt: Lösung der homogenen Differentialgleichung (2.1.-22) mit Hilfe des Ansatzes

$$x_h(t) = K\exp(\lambda t). \tag{2.1.-23}$$

Bildet man von Gl. (2.1.-23) die ersten beiden Ableitungen und führt diese in Gl. (2.1.-22) ein, so erhält man die charakteristische Gleichung

$$\lambda^2 + a_1\lambda + a_0 = 0, \tag{2.1.-24}$$

deren Lösung zwei als Eigenwerte bezeichnete Wurzeln $\lambda_{1,2}$ liefert. Danach ist eine Fallunterscheidung vorzunehmen.

Fall 1: $\lambda_1 \neq \lambda_2$, reell (aperiodischer Fall)

Lösungsansatz:

$$x_h(t) = K_1\exp(\lambda_1 t) + K_2\exp(\lambda_2 t) \tag{2.1.-25}$$

Fall 2: $\lambda_{1,2} = \alpha \pm j\beta$ (Schwingfall)

Lösungsansatz:

$$x_h(t) = \exp(\alpha t)\,[A\cos(\beta t) + B\sin(\beta t)] \tag{2.1.-26}$$

Fall 3: $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$ (aperiodischer Grenzfall)
Lösungsansatz:

$$x_h(t) = \exp(\lambda t)\,[K_1 + K_2 t] \tag{2.1.-27}$$

4. Schritt: Bestimmung der partikulären Lösung $x_p(t)$ durch Berechnen des stationären Zustandes im Netzwerk unter Verwendung der Methoden der Netzwerkberechnung.

5. Schritt: Bestimmung der Konstanten unter Verwendung der Stetigkeitsbedingungen an den Speicherelementen

$$U_C(-0) = U_C(+0) \tag{2.1.-28}$$

$$I_L(-0) = I_L(+0). \tag{2.1.-29}$$

Man beachte, daß jedes Speicherelement unmittelbar vor dem Schalten zum Zeitpunkt $t = 0$ einen bestimmten energetischen Zustand besitzt, der sich nicht sprunghaft ändern kann und somit zur Anfangsbedingung des Ausgleichsvorgangs wird.

Berechnungsbeispiel. Ein vorher vollständig entladener Kondensator wird gemäß Bild (2.1.-4) durch Schließen des Schalters zum Zeitpunkt $t = 0$ aufgeladen. Gesucht ist die Zeitfunktion der Spannung am Kondensator.

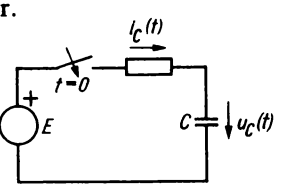


Bild 2.1.-4
Schaltung zur Aufladung eines Kondensators

1. Schritt:

$$E = Ri_C(t) + u_C(t)\,. \tag{2.1.-30}$$

Mit Tafel 2.1.-1 und der Zeitkonstanten

$$\tau = RC \tag{2.1.-31}$$

ergibt sich die Differentialgleichung (erster Ordnung)

$$\frac{du_C(t)}{dt} + \frac{1}{\tau}u_C(t) = \frac{E}{RC}. \tag{2.1.-32}$$

2. Schritt:

$$u_C(t) = u_{Ch}(t) + u_{Cp}(t). \tag{2.1.-33}$$

3. Schritt:

$$u_{Ch}(t) = K\exp(\lambda t), \tag{2.1.-34}$$

$$\frac{du_{Ch}(t)}{dt} = \lambda K\exp(\lambda t). \tag{2.1.-35}$$

Hieraus ergibt sich durch Einsetzen in die homogene Differentialgleichung die charakteristische Gleichung mit der Lösung

$$-\lambda = \frac{1}{\tau}. \tag{2.1.-36}$$

Damit lautet die Lösung der homogenen Differentialgleichung

$$u_{Ch}(t) = K \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right). \tag{2.1.-37}$$

4. Schritt:

$$u_{Cp}(t) = U_C(\infty) = E. \tag{2.1.-38}$$

5. Schritt: Entsprechend Gl. (2.1.-33) lautet die allgemeine Lösung der Differentialgleichung

$$u_C(t) = E + K \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right). \tag{2.1.-39}$$

Mit der Anfangsbedingung

$$U_C(0) = 0 \tag{2.1.-40}$$

erhält man

$$K = -E \tag{2.1.-41}$$

und mit Gl. (2.1.-39)

$$u_C(t) = E\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right] \tag{2.1.-42}$$

als Lösung der Aufgabenstellung.

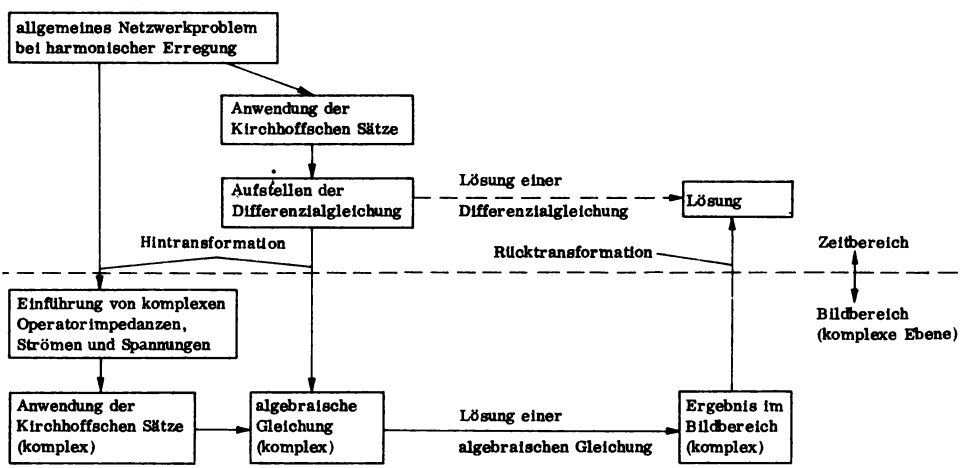


Bild 2.1.-5. Berechnungsverfahren bei der Anwendung der Symbolischen Methode der Wechselstromtechnik

Berechnung von Wechselstromnetzen mit Hilfe der Symbolischen Methode

Netzwerke mit linearen konzentrierten zeitinvarianten Schaltelementen können bei harmonischer Erregung mit Hilfe der Symbolischen Methode berechnet werden. Diese Methode liefert, da die Anfangsbedingungen unbeachtet bleiben, nur den stationären Zustand im Netzwerk, diesen jedoch auf einfache Art und Weise.

Die Symbolische Methode der Wechselstromtechnik beruht auf der Transformation einer Differentialgleichung in die komplexe Ebene, wodurch eine algebraische Gleichung entsteht. Diese ist einfach zu lösen, und das Ergebnis wird in den Zeitbereich rücktransformiert. Im Bild 2.1.-5 ist die Berechnungsmethode als Übersicht dargestellt. Bei der Hintransformation bedeutet eine Differentiation eine Multiplikation mit $j\omega$ und eine Integration eine Division durch $j\omega$. Angewandt auf Gl. (2.1.-20) erhält man die transformierte Gleichung

$$(a_0 - \omega^2 + j\omega a_1)\, \boldsymbol{X} = \boldsymbol{F}, \tag{2.1.-43}$$

deren Lösung in der komplexen Ebene lautet

$$\boldsymbol{X} = \frac{(a_0 - \omega^2 - j\omega a_1)\, \boldsymbol{F}}{a_0^2 + (a_1 - 2a_0)\omega^2 + \omega^4}, \tag{2.1.-44}$$

die nach den bekannten Regeln in den Zeitbereich rücktransformiert werden muß.

Berechnungsbeispiel. Als Beispiel für die praktische Anwendung der Symbolischen Methode soll in der Schaltung nach Bild 2.1.-4 bei geschlossenem Schalter und sinusförmiger Erregung gemäß

$$e(t) = \hat{E} \sin(\omega t) \tag{2.1.-45}$$

der Strom $i_C(t)$ berechnet werden.

1. Schritt: Aufstellen der Differentialgleichung

$$e(t) = R i_C(t) + \frac{1}{C} \int i_C(t)\, dt. \tag{2.1.-46}$$

2. Schritt: Hintransformation

$$\boldsymbol{E} = R\boldsymbol{I}_C + \frac{1}{j\omega C} \boldsymbol{I}_C. \tag{2.1.-47}$$

3. Schritt: Lösung der algebraischen Gleichung

$$\boldsymbol{I}_C = \frac{\boldsymbol{E}}{R - j\dfrac{1}{\omega C}} = \frac{\hat{E}}{\sqrt{R^2 + \left(\dfrac{1}{\omega C}\right)^2}\, e^{j\varphi_Z}}. \tag{2.1.-48}$$

4. Schritt: Rücktransformation

$$i_C(t) = \frac{\hat{E}}{\sqrt{R^2 + \left(\dfrac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin(\omega t + \varphi_I) \tag{2.1.-49}$$

$$\varphi_I = -\varphi_Z = \arctan \frac{1}{\omega C R}. \tag{2.1.-50}$$

2.2. Grundlagen der Hydraulik und Pneumatik

Hydraulik und Pneumatik haben aufgrund ihrer Besonderheiten und Vorzüge nach wie vor einen festen Platz in der Automatisierungstechnik. Solche Vorzüge sind (siehe hierzu auch Abschn. 1.2.2.)

- die hohe Funktionssicherheit (z. B. keine Beeinflussung durch elektromagnetische Störfelder),
- die Einsetzbarkeit in explosionsgefährdeter Umgebung,
- die relativ einfache Realisierbarkeit geradliniger Bewegungen,
- die Erzeugung großer Kräfte bei relativ geringer Trägheit und
- die vergleichsweise niedrigen Kosten.

Der Einsatzbereich von Hydraulik und Pneumatik in der modernen Automatisierungstechnik wird jedoch auch durch die geringen Reaktions- bzw. Arbeitsgeschwindigkeiten begrenzt. Oft erfolgt deshalb bei der Lösung von Aufgaben der Automatisierungstechnik, insbesondere für die Signalverarbeitung und Signalübertragung, eine Kopplung mit elektrischen bzw. elektronischen Gerätesystemen.

Nach der ursprünglichen Definition wurde unter dem Begriff Hydraulik die Gesamtheit der hydrostatischen und hydrodynamischen Vorgänge einschließlich der Geräte und Anlagen, die mit dem Übertragungsmedium Wasser arbeiteten, verstanden. Da die Grundgesetze der Hydraulik bei allen Flüssigkeiten Geltung haben, findet dieser Begriff auch Anwendung, wenn andere Flüssigkeiten (z. B. Öle) als Übertragungsmedium Anwendung finden.

Der Begriff Pneumatik fand zuerst in der Luftdruckmechanik der Orgeln Anwendung. Wir verstehen heute darunter die Gesamtheit der pneumostatischen und pneumodynamischen Vorgänge einschließlich Geräte und Anlagen, die Druckluft als Übertragungsmedium benutzen. Nachfolgend werden einige zur Berechnung hydraulischer bzw. pneumatischer Anordnungen wesentliche Zusammenhänge in Kürze dargestellt. Weiterführende Aussagen und Berechnungsgrundlagen sind in /17/ zu finden.

Grundlage der Berechnung hydraulischer und pneumatischer Anordnungen bilden die aus der Physik bekannten Grundgesetze

- vom Gleichgewicht der Kräfte in ruhenden Flüssigkeiten bzw. Gasen (*Hydrostatik* bzw. *Pneumostatik*) und
- von der strömenden Bewegung der Flüssigkeiten bzw. der Gase (*Hydrodynamik* bzw. *Pneumodynamik*).

Hydrostatische und pneumostatische Anlagen arbeiten nach dem Verdrängerprinzip. Hierbei wird mechanische Antriebsenergie in einer Pumpe bzw. einem Verdichter in hydrostatische bzw. pneumostatische Energie umgesetzt. Diese potentielle Energie wird dann in einem speziellen Verbraucher (z. B. Membranantrieb oder Arbeitszylinder) in mechanische Arbeit rückgewandelt.

Hydrodynamische bzw. pneumodynamische Anlagen nutzen dagegen die kinetische Energie des strömenden Mediums zur Drehzahl- und Drehmomentenwandlung in einer Strömungsmaschine.

2.2.1. Grundlagen der Hydraulik

Der Gesamtdruck in einer strömenden Flüssigkeit setzt sich aus dem statischen und dem dynamischen Druck gemäß

$$p_{stat} + p_{dyn} = p_{ges} \tag{2.2.-1}$$

zusammen.

Der statische Druck wird durch den Druck p äußerer Kräfte auf die Flüssigkeit und den Schweredruck p_s (Gewicht der Flüssigkeitssäule) bestimmt. Der dynamische Druck ist abhängig von der Bewegungsenergie der Flüssigkeit und damit von ihrer Geschwindigkeit. Da der dynamische Druck und der Schweredruck in hydraulischen Kreisläufen im allgemeinen klein gegenüber dem Druck äußerer Kräfte auf die Flüssigkeit sind, werden sie bei Berechnungen meist vernachlässigt. Man geht von einer schwerelosen ruhenden Flüssigkeit aus.

Druckentstehung und -fortpflanzung

Wirkt eine äußere Kraft auf eine einen geschlossenen Raum völlig ausfüllende schwerelose Flüssigkeit oder ein Gas, so stellt sich ein Druck p ein. Er ist definiert als Quotient der angreifenden Kraft F und der Fläche A, über die die Kraft eingeleitet wird. Es gilt

$$p = \frac{F}{A} . \tag{2.2.-2}$$

Die Einheit des Druckes ist das Pascal Pa (1 Pa = 1 N/m^2); in der Hydraulik wird allgemein das Megapascal MPa verwendet. Der Druck ist eine skalare Größe und wirkt senkrecht auf alle den Druckraum begrenzenden Wände (Gesetz von Pascal). Beachte: Flüssigkeiten und Gase können nur Druckkräfte (keine Zugkräfte) übertragen.

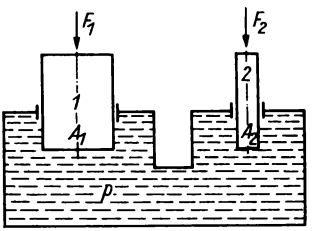


Bild 2.2.-1
Grundprinzip einer hydraulischen Presse

Beispiel 2.2.-1. Das Grundprinzip einer hydraulischen Presse ist im Bild 2.2.-1 dargestellt. Durch eine relativ kleine Kraft F_2 soll über die kleine Fläche A_2 so auf das Übertragungsmedium eingewirkt werden, daß an der großen Fläche A_1 eine große Kraft F_1 erzeugt wird. Dies wird dadurch erreicht, daß die auf den Kolben 2 wirkende Kraft F_2 im gesamten von Flüssigkeit ausgefüllten Raum den Druck

$$p = \frac{F_2}{A_2} \tag{2.2.-3}$$

erzeugt. Dieser Druck wirkt auf die Gesamtheit der Behälterwände sowie in radialer und axialer Richtung auf die Kolben *1* und *2*. Für die weitere Berechnung sind nur die axial auf die Kolben wirkenden Kräfte von Bedeutung. Zur Sicherung des Gleichgewichtes ist eine auf den Kolben *1* wirkende Kraft F_1 erforderlich, die über die Fläche A_1 ebenfalls den Druck p erzeugt. Es muß folglich gelten:

$$p = \frac{F_1}{A_1} = \frac{F_2}{A_2} \tag{2.2.-4}$$

bzw.

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{A_1}{A_2} \,. \tag{2.2.-5}$$

Aus Gleichung (2.2.-5) kann u. a. abgeleitet werden, daß eine hydraulische Presse Kräfte im Verhältnis der wirkenden Kolbenfläche transformiert (Analogie zum elektrischen Transformator).

Masse- und Volumenstrom

Beim Strömen von Flüssigkeiten oder Gasen erfolgt stets ein Massetransport. Fließt in einem Zeitabschnitt dt eine Masse dm durch eine Leitung, so ist der den Massetransport kennzeichnende Massestrom $\dot{m}$ durch die Beziehung

$$\dot{m} = \frac{\mathrm{d}m}{\mathrm{d}t} = \varrho \frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} \tag{2.2.-6}$$

bestimmt.

Bei praktischen Berechnungen kann – von Besonderheiten abgesehen – die Hydraulikflüssigkeit als inkompressibel angenommen werden. Es wird deshalb mit dem Volumenstrom $\dot{V}$

$$\dot{V} = \frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = \frac{A\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} = A\, v \tag{2.2.-7}$$

gerechnet.

Bei Änderungen des vom Volumenstrom $\dot{V}$ durchströmten Querschnitts A gilt das Kontinuitätsgesetz

$$A_1 v_1 = A_2 v_2 = \dot{V}. \tag{2.2.-8}$$

Für Leitungsverzweigungen gilt nach dem Kontinuitätsgesetz

$$\sum_{\text{vzb}} \dot{V}_\text{i} = \sum_{\text{vzb}} A_1 v_1 = 0. \tag{2.2.-9}$$

(Beachte die Analogie zum Knotenpunktsatz der Elektrotechnik.) Unter der Annahme einer reibungsfreien stationären Strömung gilt die Bernoulli-Gleichung

$$p + \varrho g h + \frac{\varrho}{2} v^2 = \text{konst.}, \tag{2.2.-10}$$

d. h., die Summe aus dem die potentielle Energie verkörpernden statischen Druck ($p + \varrho g h$) und aus dem der kinetischen Energie entsprechenden Staudruck ($\varrho/2v^2$) ist an jeder Stelle längs des Strömungsweges konstant. Diese Beziehung ermöglicht z. B. die Berechnung des statischen Druckes längs des Strömungsweges bei hydraulischen Bauelementen mit veränderlichem Querschnitt.

Es ergibt sich (Bild 2.2.-2)

$$p_1 + \varrho g h_1 + \frac{\varrho}{2} v_1^2 = p_2 + \varrho g h_2 + \frac{\varrho}{2} v_2^2 . \tag{2.2.-11}$$

Wegen der geringen Höhendifferenzen in hydraulischen Anlagen kann näherungsweise $h_1 - h_2 = 0$ angenommen werden, wodurch die Gleichung (2.2.-11) weiter vereinfacht wird:

$$p_1 + \frac{\varrho}{2} v_1^2 = p_2 + \frac{\varrho}{2} v_2^2 . \tag{2.2.-12}$$

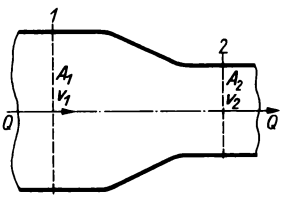


Bild 2.2.-2
Zur Darstellung der Strömungsverhältnisse bei Querschnittsänderung

Beim Durchströmen von Bausteinen bzw. Rohrleitungen kommt es als Folge der dabei auftretenden Reibungs- und Wirbelvorgänge zu einer irreversiblen Umwandlung von Strömungsenergie in Wärme, die einen Strömungs- bzw. Druckverlust Δp bewirkt. Dieser Druckverlust läßt sich aus dem Staudruck [s. Bernoullische Gleichung (2.2.-10)] und Einfügung eines den jeweiligen Strömungsverhältnisses entsprechenden Widerstandsbeiwerts ζ zu

$$\Delta p = \zeta \frac{\varrho}{2} v^2 \tag{2.2.-13}$$

bestimmen (v mittlere Strömungsgeschwindigkeit).

2.2.2. Grundlagen der Pneumatik

Im Arbeitsbereich pneumatischer Anlagen kann die Luft näherungsweise als ideales Gas angesehen werden. Das Verhalten des idealen Gases wird durch die drei Zustandsgrößen Druck, Volumen und Temperatur bestimmt.

Es gilt die allgemeine thermische Zustandsgleichung

$$p_a V = mRT \tag{2.2.-14}$$

p_a absoluter Druck
V Volumen des vom Gas gefüllten Raumes
m Masse des Gases
T Temperatur (absolut)
R spezielle Gaskonstante.

In einer pneumatischen Anordnung (gleiches Strömungsmedium) folgt aus Gl. (2.2.-14) für die Zustände 1 und 2

$$\frac{p_1 V_1}{T_1} = \frac{p_2 V_2}{T_2} . \tag{2.2.-15}$$

Bei Einführung des spezifischen Volumens

$$v = \frac{V}{m} \tag{2.2.-16}$$

erhält die Gl. (2.2.-14) die Form

$$p_a v = RT. \tag{2.2.-17}$$

Für die thermische Zustandsgleichung existieren zwei Grenzfälle: Bei konstanter Temperatur gilt

$$p_a v = \text{konst. } (\textit{Gesetz von Boyle-Mariotte}) \tag{2.2.-18}$$

und bei konstantem Druck gilt

$$\frac{v}{T} = \text{konst. } (\textit{Gesetz von Gay-Lussac}). \tag{2.2.-19}$$

Die Dichte kann aus

$$\varrho = \frac{1}{v} \tag{2.2.-20}$$

errechnet werden (Kehrwert des spezifischen Volumens).

Diese relativ knappen Ausführungen zu den Grundlagen der Hydraulik und Pneumatik werden bei ihrer praktischen Anwendung in diesem Buch weiter vertieft und ausgebaut. Für ein tiefgründigeres Eindringen in die Probleme sei auf die einschlägige Literatur verwiesen [17].

2.3. Grundlagen der Meß- und Prüftechnik

2.3.1. Aufgaben der Meß- und Prüftechnik

Die Meßtechnik ist heute von weittragender Bedeutung für die Volkswirtschaft. Sie ist wesentliches *Mittel zur Informationsgewinnung* über technisch-physikalische Größen und damit zugleich *Voraussetzung für die Steuerung* technischer Prozeßabläufe. Damit verbunden ist die Aufgabe, eine im technologischen Prozeß erzielte Produktqualität zu bewerten, so daß die Meß- und Prüftechnik auch *Mittel zur Qualitätssicherung* ist. Dabei ist ihre Rolle nicht passiv, sondern ihre Wirksamkeit ist dort am größten, wo die Meß- und Prüfprozesse direkt in den Fertigungsprozeß integriert sind. Umgekehrt wird durch die steigenden Qualitätsanforderungen eine stimulierende Wirkung auf die Leistungsfähigkeit der Meßtechnik ausgeübt; Qualitätssicherung und Meßtechnik bilden im Reproduktionsprozeß eine untrennbare Einheit [12]. Der Umfang an Meß- und Prüfprozessen hat heute bereits etwa 10 bis 15 % der eingesetzten lebendigen Arbeit angenommen; dabei gibt es Bereiche, in denen dieser Anteil 50 % bei weitem übersteigt, so z. B. in der Mikroelektronik oder im wissenschaftlichen Gerätebau. Diese Zahlen verdeutlichen, daß durch noch effektiveren Einsatz der Meß- und Prüfmittel, durch Automatisierung oder Teilautomatisierung von Meß- und Prüfprozessen und auch schon durch überlegte Auswahl der notwendigen Anzahl von Prüfprozeßschritten ein Beitrag zur Steigerung der Arbeitsproduktivität geleistet werden kann.

Begrifflich werden die Meß- und Prüftechnik im Sprachgebrauch oft nebeneinander benutzt. Richtig ist jedoch die Unterordnung des *Messens* unter das *Prüfen*, wie Bild 2.3.-1 zeigt. Dabei ist zu beachten, daß das nichtmaßliche Prüfen oft noch subjektiv erfolgt und damit von der Qualifikation des Prüfers abhängen kann. Funktionelle Prüfungen von elektronischen Schaltungen führen ebenso wie viele Prüfvorgänge in der mechanischen Teilefertigung auf eine binäre Entscheidung: „funktionstüchtig" oder „fehlerhaft" bzw. „unbrauchbar". Die Funktion einer Lehre hat dabei eine funktionstüchtige Schaltung bzw. eine ihr entsprechende Simulation, z. B. in einem Rechner, deren Ausgangssignale bei Erregung der Eingänge die Soll-Ergebnisse zeigen.

In Tafel 2.3.-1 werden weitere Begriffe im Zusammenhang mit Bild 2.3.-1 erläutert.

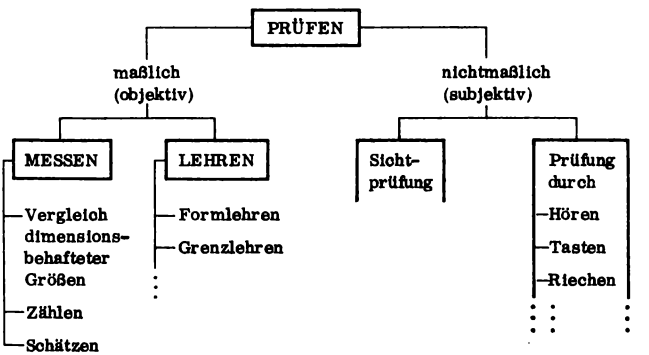


Bild 2.3.-1. Übersicht über die Meß- und Prüftechnik

Tafel 2.3.-1. Begriffe der Meß- und Prüftechnik

Begriff	Erklärung
Prüfen	Feststellen, ob ein Prüfobjekt in seinen Eigenschaften mit den geforderten hinreichend übereinstimmt
Maßliches Prüfen	objektiver Vergleich einer quantitativ unbekannten Größe mit einer Maßverkörperung
Nichtmaßliches Prüfen	subjektiver Vergleich durch Sinneswahrnehmung
Messen	quantitative Ermittlung eines Wertes einer physikalischen Größe durch objektiven Vergleich mit einer Maßverkörperung
Lehren	maßlicher Vergleich auf vorgegebene Grenzwerte mit Hilfe nichtanzeigender Prüfmittel
Schätzen	Behelf für Messen (Schätzen von Zwischenwerten, Bereichsabschätzung u. a.)
Zählen	Feststellung einer Anzahl gleichartiger Objekte, Vorgänge oder Einheiten
Eichen	amtliche Prüfung von Meßmitteln
Kalibrieren	Einstellen technischer Parameter von Meßmitteln vor Auslieferung, bei Kontrollen oder nach Reparaturen; auch: Feststellen des gültigen Zusammenhangs zwischen Ausgangs- und Eingangsgröße

Der Übergang zur maßlichen Prüfung und damit zu einer objektiven Prüftätigkeit ist eine aktuelle Tendenz in der Prüftechnik. Der Einsatz elektrischer Meßverfahren und die Nutzung mikroelektronischer Funktionseinheiten gewinnt dabei immer mehr an Bedeutung. Die Fortschritte auf dem Gebiet der Halbleitertechnologie haben die Möglichkeiten zur Verarbeitung von Meß- und Prüfdaten derart erleichtert und erweitert, daß auch die Meßwertgewinnung heute schon weitgehend mit elektrischen Mitteln erfolgt. Viele nichtelektrische Größen werden nur noch über elektrische Hilfsgrößen, d. h. durch *Wandlung in elektrische Größen*, gemessen.

Der Gegenstand der Meßtechnik läßt sich wie folgt definieren:

> Messen ist die Gesamtheit von Tätigkeiten oder Vorgängen, mit denen eine quantitativ unbekannte Größe mit einer Maßverkörperung verglichen und bewertet wird: *Messen heißt Vergleichen.*

Der Einsatz der Mikroelektronik in der metallverarbeitenden Industrie ist u. a. gekennzeichnet durch den Übergang zur rechnergestützten Konstruktion (engl. *computer aided design,* CAD) mit unmittelbarer Eingabe der Werkstückdaten in eine numerisch gesteuerte Werkzeugmaschine, d. h. zur rechnergestützten Fertigung (engl. *computer aided manufacturing,* CAM) mit angeschlossener rechnergestützter Qualitätssicherung (engl. *computer aided quality assurance,* CAQ). Dazu sind an der Werkzeugmaschine Meßmittel anzuordnen, die Funktionen übernehmen, welche vorher der bedienende Facharbeiter auszuüben hatte. Das sind z. B.

- Überwachung von Werkzeugverschleiß und -bruch. Diese führen zu Maßänderungen und Folgeschäden an Werkstück, Werkzeughalterung und an anderen Teilen;
- Feststellen von Geometriefehlern und Materialfehlern des Rohteils;
- Feststellen allgemeiner Maschinenfehler, wie Abweichungen der Maschinengeometrie durch thermische Einflüsse (Überlast), kinematischer Fehler u. a.

Lösbar sind diese Aufgaben beispielsweise durch Überwachung von Übertragungselementen (Momentmessung mit Dehnungssensoren), durch Meßtaster zur Werkzeug- und Werkstücküberwachung sowie mit Infrarot-Sensoren zur Spanform- und Spantemperaturüberwachung. Diese Aufgaben sind nur mit elektrischen Mitteln lösbar, weil erst durch Verarbeitung und Bewertung der Meßdaten ein sinnvoller Eingriff in den Fertigungsprozeß ausgelöst werden kann.

2.3.2. Funktionseinheiten der Meß- und Prüftechnik

Die vorangegangenen Betrachtungen ließen deutlich werden, daß ein Meßvorgang oder eine ausgeführte Prüfung die Gewinnung und Verarbeitung von Informationen einschließt. Diese Informationen beziehen sich auf Stoff-, Zustands- oder Qualitätskenngrößen, die innerhalb eines Prozesses wirken, aus ihm hervorgehen oder ihn charakterisieren. Ebenso kann aber auch die unmittelbare Umwelt mit zum Prozeß gehören, soweit Wechselwirkungen zu ihr bestehen.

Eine Meßeinrichtung läßt sich allgemein in drei Funktionseinheiten untergliedern (Bild 2.3.-2). Die erste Funktionseinheit hat immer die Aufgabe, die gesuchte Information auf eine physikalische Größe abzubilden. Erste Stufe eines

Meßvorgangs ist demnach die Wandlung einer zu messenden Größe in eine andere Größe der gleichen oder einer unterschiedlichen Größenart. Es entsteht ein physikalisches Abbild der Meßgröße; dieser „Abbildungsvorgang" wird als *Meßgrößenwandlung* bezeichnet. Für die erste, unmittelbar am Prozeß anliegende Funktionseinheit, die den Prozeß gewissermaßen „abfühlt", ist die Bezeichnung *Meßfühler* üblich. Heute tritt an seine Stelle allerdings zunehmend der Begriff des *Sensors* (s. Abschn. 4.1.3.).

Die zweite Funktionseinheit hat vielfältige Aufgaben, so etwa die Signalverstärkung, die Anpassung an bestimmte Bedingungen, den Vergleich mit vorgegebenen Werten, eine eventuelle Korrektur u. a. Diese Funktionseinheit heißt in Anlehnung an die physikalisch-technische Struktur *Meßschaltung*.

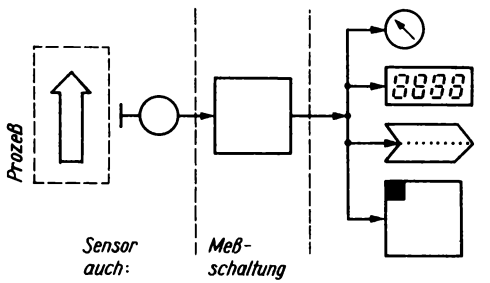


Bild 2.3.-2 Funktionseinheiten einer Meßeinrichtung

Die dritte Funktionseinheit hat die Aufgabe, die Meßinformation der weiteren Nutzung zugänglich zu machen; sie hat diese Meßinformation auszugeben. Das erfolgt entweder in elementarer Form als *Anzeige* (Skale mit Zeiger, Lichtsignal, Bildschirm) oder als zur Weiterverarbeitung geeignetes Signal. Ebenso ist das Festhalten der Meßinformation in einem *Speicher* möglich (Diagramm, Protokolldruck, Lochstreifen, Datenspeicher).

2.3.3. Methoden der Meß- und Prüftechnik

Zur Klassifikation von Meß- und Prüfvorgängen sind folgende Unterscheidungen üblich ([6] [12]):

Meßmethoden sind die allgemeinen Regeln für die Durchführung von Messungen. Sie sind nicht direkt an eine physikalische Realisierung gebunden und deshalb von größter Allgemeingültigkeit.
Meßprinzipe sind physikalische Zusammenhänge und Gesetzmäßigkeiten, die für den jeweiligen Meßvorgang genutzt werden. Sie sind aber noch allgemeiner Natur und ohne Bezug auf eine technische Realisierung.
Meßverfahren sind damit folgerichtig Anwendungen einer Meßmethode unter Nutzung eines Meßprinzips für eine ganz bestimmte Meßgröße (z. B. Temperaturmeßverfahren, Durchflußmeßverfahren...).

Von dieser Klassifikation ausgehend werden drei wesentliche Meßmethoden unterschieden: die Ausschlag-, die Differenz- und die Kompensationsmethode.

Ausschlagmethode. Der Begriff der Ausschlagmethode ist sehr anschaulich gewählt: Die Verschiebung einer Marke (Zeiger) gegenüber einer Skale heißt *Ausschlag*. Die Meßgröße wird also direkt in eine Ausgangsgröße gewandelt. Dabei ist es unerheblich, ob zur Wandlung in eine Ausgangsgröße Hilfsenergie benötigt wird, etwa zur Verstärkung des meist sehr energiearmen Meßsignals, oder bei Anwendung elektrischer Meßverfahren zur Messung nichtelektrischer Größen.

Bild 2.3.-3 zeigt die bekannte Federwaage. Die aufgelegte Masse übt eine Kraft auf die Waagschale aus, die mit der Federkraft in Wechselwirkung tritt und einen Ausschlag s gegenüber der Ruhelage s_0 bewirkt. Dieser Ausschlag erfolgt hier ohne zusätzliche Energiezufuhr und ist ein direktes Maß für die Meßgröße (die aufgelegte Masse).

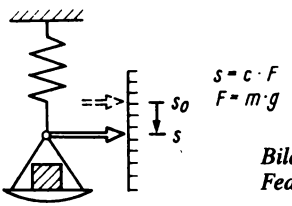


Bild 2.3.-3
Federwaage als Beispiel für die Ausschlagmethode

Differenzmethode. Die Differenzmethode ist eine qualitative Erweiterung der Ausschlagmethode: Der Meßgröße oder deren Abbildungsgröße wird eine Vergleichsgröße gegenübergestellt, die während des Meßvorgangs konstant bleibt. Gebildet wird die Differenz zwischen Meß- und Vergleichsgröße, die auch einen Sollwert darstellen kann, so daß mit der Differenzmethode auch eine Abweichungsanzeige erfolgen kann.

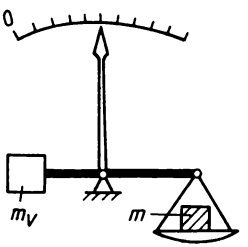


Bild 2.3.-4
Neigungswaage als Beispiel für die Differenzmethode

Bei der Neigungswaage im Bild 2.3.-4 trägt die Waagschale die unbekannte Masse, während am anderen Hebelarm eine feste Vergleichsmasse angebracht ist. Durch den Zeiger wird die Differenz als Abweichung von der Vergleichsmasse angezeigt. Die Differenzmethode ist dann sehr vorteilhaft, wenn die Meßgröße starken Einflüssen aus der Umwelt unterliegt. Das Meßverfahren wird dann so ausgelegt, daß die Vergleichsgröße den gleichen Einflüssen ausgesetzt ist, so daß diese keine Auswirkungen auf das Meßergebnis haben. Auch die in der Laborpraxis benutzten Substitutions- oder Vertauschungsmethoden sind der Differenzmethode zuzurechnen.

Kompensationsmethode. Die Kompensationsmethode ist eine *mittelbare* Methode. Hier wird der zu messenden Größe eine gleiche, aber entgegengesetzt gerichtete Größe entgegengeschaltet. Bei Gleichheit entspricht der Betrag der Kompensationsgröße genau dem Betrag der Meßgröße und ist damit ein Maß für die Meßgröße. Die Hebelwaage ist ein elementares Beispiel für die Kompensationsmethode: Auf die zweite Waagschale werden gerade soviel Wägestücke aufgelegt, bis die Waage im Gleichgewicht ist. Die Summe der Einzelmassen der Wägestücke ergibt genau die unbekannte Masse (Bild 2.3.-5 a).

Das Beispiel ist zugleich eine Demonstration der *Analog-Digital-Umsetzung*: Die Wägestücke sind digital abgestuft, während die unbekannte Masse als analoge Größe angesehen werden kann. Daß die Abstufung im Dezimalsystem erfolgt, hat lediglich praktische Gründe, ändert aber nichts am Prinzip. Eine weitere Eigenschaft der Kompensationsmethode ist die Tatsache, daß es für den Meßvorgang gleichgültig ist, durch welche physikalische Größe die Kompensation erfolgt. Es ist z. B. denkbar, daß die Kompensationskraft im Bild 2.3.-5 a durch einen Elektromagneten erzeugt wird, so daß dann der Strom durch die Spule zum Maß für die Meßgröße wird. Allgemeiner formuliert heißt das: Die Kompensationsmethode gestattet den Übergang von einer physikalischen Größenart in eine andere Größenart, um deren Eigenschaften vorteilhaft nutzen zu können (Übertragbarkeit, Verarbeitbarkeit). Schließlich wird dem Meßobjekt im Abgleichzustand keine Energie entzogen, so daß Kompensationsverfahren vor allem dort einsetzbar sind, wo der Energieinhalt der zu messenden Größen sehr klein ist.

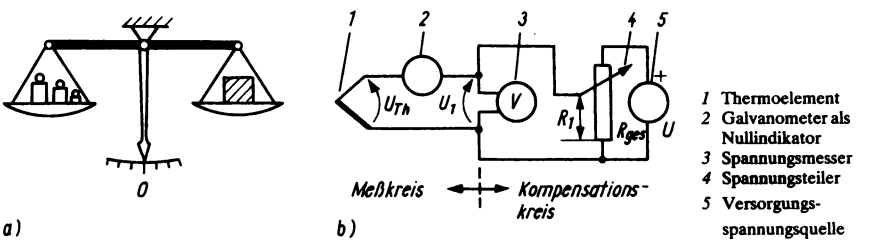


Bild 2.3.-5. Beispiele für die Kompensationsmethode
a Hebelwaage
b Spannungskompensation

Bild 2.3.-5 b zeigt als Beispiel dafür die Kompensation der Ausgangsspannung eines Thermoelements mit einem Hilfsspannungsteiler. Im abgeglichenen Zustand, d. h., bei $U_{Th} = U_1$, fließt im Meßkreis kein Strom: Das Thermoelement wird nicht belastet, und die zur Messung der Gegenspannung U_1 benötigte Leistung wird der Versorgungsspannungsquelle entnommen.

2.3.4. Kenngrößen und Kennfunktionen von Meßeinrichtungen

Kenngrößen und Kennfunktionen von Meßeinrichtungen sind quantitative Angaben zur Charakterisierung bestimmter meßtechnisch interessanter Eigenschaften. Sie sollen dem Anwender bei der Wahl der Meßmittel und bei der Bewertung

von Meßergebnissen verläßliche Hilfestellung leisten. Es darf allerdings nicht erwartet werden, daß mit nur einer oder mit wenigen Kenngrößen alle Eigenschaften erfaßt werden. Es ist vielmehr nötig und zweckmäßig, für verschiedene Eigenschaften auch unterschiedliche Kenngrößen zu definieren.

Sinnvoll ist zunächst die Trennung von *statischen* und *dynamischen* Kenngrößen und -funktionen. Nicht direkt zuordenbare Kenngrößen, wie z. B. der Meßbereich, werden mit als statische Kenngrößen behandelt.

Statische Kenngrößen. In allgemeinster Form kann man die Meßaufgabe auf die Zuordnung eines Signalwertes y zu dem gesuchten Meßwert x reduzieren:

$$y = f(x) \; . \tag{2.3.-1}$$

Dabei wird fast immer eine lineare Zuordnung angestrebt, d. h., in der grafischen Darstellung (Bild 2.3.-6 a) ergibt sich eine Gerade als statische Kennlinie, deren Steigungsmaß der Übertragungsfaktor K ist:

$$K = \frac{y}{x} \; . \tag{2.3.-2}$$

Der Übertragungsfaktor ist immer dimensionsbehaftet (z. B. für ein Thermoelement: mV/K; für eine Federwaage: mm/N usw.). Im Bild 2.3.-6 b beginnt die Kennlinie nicht im Koordinatenursprung. Dieser Fall wird absichtlich eingestellt, wenn der Meßwert Null von einer Leitungsunterbrechung deutlich unterschieden werden soll. Der Anfangswert Y_0 heißt dann Offset, und die Kennlinie hat einen „lebenden Nullpunkt" (engl. life zero). Die Kennlinie im Bild 2.3.-6 a hat dagegen einen „toten Nullpunkt" (engl. dead zero).

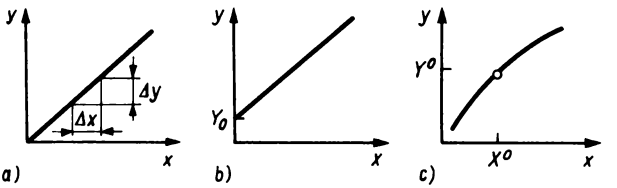


Bild 2.3.-6. Übertragungsfaktor
a lineare statische Kennlinie
b lineare statische Kennlinie mit Anfangswert Y_0 (Offset)
c nichtlineare statische Kennlinie

Bei nichtlinearer Kennlinie kann der Übertragungsfaktor nur für jeweils einen Arbeitspunkt angegeben werden (Bild 2.3.-6 c):

$$K(X^0, Y^0) = \left.\frac{dy}{dx}\right|_{X^0, Y^0} \; . \tag{2.3.-3}$$

Liegt die Zuordnung $y = f(x)$ nicht in analytischer Form vor, so kann der Übertragungsfaktor auf experimentellem Weg als Differenzenquotient $\Delta y/\Delta x$ ermittelt werden (s. Bild 2.3.-6 a). Es sei noch darauf hingewiesen, daß anstelle des Begriffs „Übertragungsfaktor" auch der Begriff *Empfindlichkeit* benutzt wird (z. B. in TGL 0-1319). Wegen der direkten Beziehung zur Übertragungsfunktion sollte durchgängig nur Gl. (2.3.-2) bzw. (2.3.-3) benutzt werden.

Im Zusammenhang mit dem Übertragungsfaktor sind noch andere Kenngrößen festgelegt:

- Der *Meßbereich* umfaßt den Änderungsbereich der Meßgröße, innerhalb dessen eine zugesagte Fehlergrenze (s. Abschn. 2.3.5.) nicht überschritten wird.
- Der *Anzeigebereich* geht über den Meßbereich hinaus, wobei außerhalb des Meßbereiches die Fehlergrenzen nicht definiert sind.
- Die *Überlastungsgrenze* $X_{Ü}$ ist ein Grenzwert, unterhalb dessen noch keine irreversiblen Veränderungen der Meßeinrichtung bzw. ihrer Kenngrößen eintreten.
- Die *Sicherheitsgrenze* X_{Si} ist ein weiterer Grenzwert, bei dem das Meßgerät zwar noch nicht zerstört wird, aber mit bleibenden Änderungen von Kenngrößen gerechnet werden muß.
- Die *Meßschwelle* X_{Sch} (auch: Anlaufwert, vor allem bei zählenden Meßeinrichtungen) ist derjenige kleinste Wert der Meßgröße, bei dem eine Änderung der Ausgangsgröße erfolgt. Sie liegt unterhalb der unteren Meßgrenze und kann völlig fehlen.

Im Bild 2.3.-7 sind diese Kenngrößen eingetragen; die Darstellung ist willkürlich und trägt Beispielcharakter.

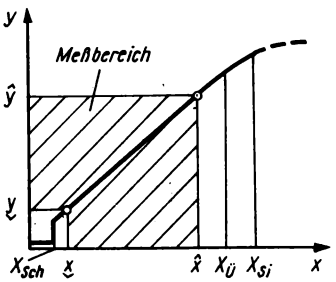


Bild 2.3.-7. Allgemeine statische Kennlinie

x, y untere Grenzen des Meßbereiches
$\hat{x}, \hat{y}$ obere Grenzen des Meßbereiches
X_{Sch} Meßschwelle
$X_{Ü}$ Überlastungsgrenze
X_{Si} Sicherheitsgrenze

Dynamische Kenngrößen und Kennfunktionen. Die Entwicklung von Technik und Produktion ist gekennzeichnet durch immer schnellere Prozeßabläufe und die Beherrschung u. U. sogar instabiler Prozeßabläufe, so daß das dynamische Verhalten aller am Prozeß beteiligten Einrichtungen gekannt und beschrieben werden muß. Dabei sind für die Meßtechnik zwei Fälle von Interesse:

- Beim Zuschalten einer Meßeinrichtung (oder bei sprungförmiger Änderung der Meßgröße) interessiert eine Zeit, bis der „richtige" Wert als Ausgangssignal zur Verfügung steht.
- Ist die Meßgröße selbst zeitlich veränderlich und soll auch ihr Verlauf fehlerfrei erfaßt werden, müssen bestimmte Relationen zwischen dem Zeitverhalten (der „Dynamik") des Prozesses und dem der Meßeinrichtung erfüllt sein.

Die Ermittlung dieser Zusammenhänge und die Angabe geeigneter Kenngrößen sind der Gegenstand der *Meßdynamik*. Diese beruht auf Erkenntnissen der modernen Systemtheorie. Mit deren Methoden läßt sich das dynamische Verhalten informationsübertragender Systeme auf verschiedene Weise beschreiben, vor allem mit Differentialgleichungen, durch Antwortfunktionen oder durch Über-

tragungsfunktionen bzw. Frequenzgänge [1] [2] [5] [12]. Obwohl diese Methoden theoretisch weitgehend gleichberechtigt angewendet werden können, ist die Beschreibung des dynamischen Verhaltens durch *Antwortfunktionen* von großem praktischem Wert, weil ihre experimentelle Ermittlung auch dann möglich ist, wenn Detailkenntnisse über die innere Struktur der betrachteten Funktionseinheit fehlen.

Für die Untersuchung von Meßsystemen ist die Sprungfunktion $1(t)$ besonders gut geeignet. Sie hat folgende Eigenschaften:

$$1(t) = \begin{cases} 0 \text{ für } t < 0 \\ 1 \text{ für } t \geqq 0 \end{cases} \tag{2.3.-4}$$

(Bild 2.3.-8 a), springt also zum Zeitpunkt $t = 0$ von Null auf den Signalwert Eins. Diese Sprungfunktion wird an den Eingang des zu untersuchenden Systems gelegt, d. h.,

$$x(t) = X_0\, 1\,(t) \tag{2.3.-5}$$

(Bild 2.3.-8 b). Das System reagiert auf dieses Eingangssignal und erreicht schließlich den Wert Y_0 am Ausgang (Bild 2.3.-8 c). Der normierte zeitliche Verlauf dieser „Antwort" auf den Sprung am Eingang heißt die *Sprungantwort* des Systems (Bild 2.3.-8 d):

$$h(t) = \frac{y(t)}{Y_0}\,. \tag{2.3.-6}$$

Durch die Normierung mit $Y_0 = KX_0$, d. h., wegen

$$h(\infty) = h(t)\Big|_{t\to\infty} = \frac{y(\infty)}{KX_0} = \frac{KX_0}{KX_0} = 1 \tag{2.3.-7}$$

ist ein Vergleich verschiedener Systeme ohne Beachtung ihrer realen Struktur möglich [1] [2] [5] [12].

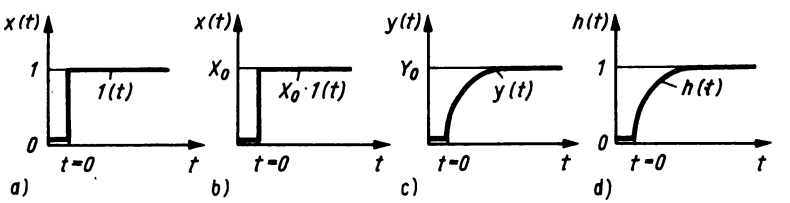


Bild 2.3.-8. Entstehung einer Sprungantwort
a Sprungfunktion $1(t)$
b Eingangsfunktion $x(t)$
c Antwortfunktion $y(t)$
d Sprungantwort (Übergangsfunktion) $h(t)$

Für $h(t)$ ist auch die Bezeichnung *Übergangsfunktion* üblich; beide Begriffe sind synonym für den gleichen Sachverhalt. Je nachdem, ob es sich bei dem untersuchten System um ein einfaches Verzögerungsglied oder um ein kompliziertes, verkoppeltes Schwingungssystem handelt, kann die Sprungantwort recht unterschiedlich ausfallen; die Nutzung des Ausgangssignals als Maß für eine am Eingang anliegende zu messende Größe ist aber erst dann sinnvoll, wenn alle Über-

gangsvorgänge abgeklungen sind, d. h. wenn ein „stationärer" Endwert erreicht ist. Es ist deshalb festgelegt, als *Beruhigungszeit* T_ε die Zeitspanne zu betrachten, die zwischen dem Anlegen der Sprungfunktion $\mathbf{1}(t)$ an den Eingang und dem Eintauchen des Ausgangssignals (der Sprungantwort) in ein Toleranzband der Breite ε vergeht (Bild 2.3.-9). Dabei gilt das letztmalige Eintauchen in dieses Band (Bild 2.3.-9 b), wobei allgemein $\varepsilon = 5\,\%$ gilt (s. [12]). Mit dem theoretisch wohlbegründeten Zusammenhang zwischen Beruhigungszeit T_ε und Grenzfrequenz f_g

$$f_g = \frac{1}{2T_\varepsilon} \tag{2.3.-8}$$

(s. auch [12]) kann auf die *Grenzfrequenz* eines Meßsystems geschlossen werden. Beruhigungszeit und Grenzfrequenz sind damit die wesentlichen Kenngrößen für das dynamische Verhalten einer Meßeinrichtung.

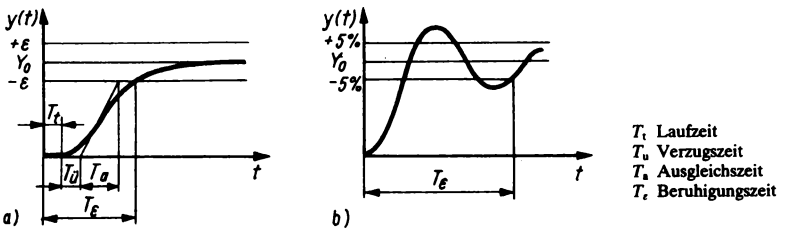


Bild 2.3.-9. Ermittlung der Beruhigungszeit
a aperiodischer Übergangsvorgang
b periodisches Einschwingen ($\varepsilon = \pm 5\%$)

2.3.5. Fehlerbetrachtungen

Fehlerarten. Der Meßfehler, seine Definition, Bestimmung, Ermittlung, Korrektur und Auswertung gehören zu den zentralen Problemen der Meßtechnik. Es gelingt nicht, einen beliebigen Wert ohne jede Abweichung von seinem „wahren" Wert absolut genau zu messen. Jeder Meßwert $x_{meß}$ ist damit eine mehr oder weniger gute Näherung an den wahren Wert x_{wahr}, woraus als Fehler

$$\Delta x = x_{meß} - x_{wahr} \tag{2.3.-9}$$

folgt. In dieser Form heißt der Fehler *absoluter Fehler.* Wird dieser auf den wahren Wert oder einen Bezugswert X_0 bezogen, entsteht der *relative Fehler.*

$$\delta = \frac{\Delta x}{x_{wahr}} = \frac{\Delta x}{X_0}\,. \tag{2.3.-10}$$

Dient dagegen der Meßbereich als Bezugswert, so ist die Bezeichnung *reduzierter Fehler* anzuwenden:

$$\delta^* = \frac{\Delta x}{\hat{x} - \check{x}} = \frac{\Delta x}{x_{max} - x_{min}}\,. \tag{2.3.-11}$$

Der reduzierte Fehler δ^* ist eine Kenngröße zur Klassifizierung von Meßeinrichtungen (s. unten).

Herkunftsbereiche. Die Klassifizierung der Fehler hinsichtlich ihrer Herkunftsbereiche muß sich in dem für das Buch gezogenen Rahmen auf wenige Klassen beschränken, wobei Mischformen möglich und sogar häufig sind. Als zweckmäßig hat sich folgende Gruppierung erwiesen:

Systematische Fehler werden hauptsächlich hervorgerufen durch Unvollkommenheit der Meßeinrichtung oder durch meßtechnisch erfaßbare Einflüsse der Umwelt; sie lassen sich nach Größe und Vorzeichen weitgehend bestimmen und oft durch Korrekturen am Meßmittel oder am Meßergebnis berücksichtigen. So sind z. B. die Fehler durch Temperatureinflüsse auf Teile der Meßeinrichtung erfaßbar und in ihren Auswirkungen bestimmbar.

Zufällige Fehler entstehen durch nicht erfaßbare Änderungen der Meßeinrichtung, des Meßobjekts, der Umwelt und der Beobachter. Sie schwanken nach Betrag und Vorzeichen und machen das Ergebnis unsicher, lassen sich aber durch Rechengrößen kennzeichnen, wenn sicher ist, daß keine systematischen Anteile mehr vorliegen. In vielen Fällen ist das durch eine am gleichen Objekt unter gleichen Bedingungen aufgenommene Meßreihe möglich. Die Vorgehensweise ist Gegenstand der „klassischen" Fehlerrechnung (s. Lehrgebiete Mathematik, Physik oder z. B. [12]).

Additive Fehler liegen vor, wenn die reale Kennlinie einer Meßeinrichtung unabhängig von der Meßgröße x parallel zu sich selbst verschoben ist (Bild 2.3.-10 a), eine Einflußgröße also eine Änderung der Ausgangsgröße um Δy bewirkt, ohne daß sich die Meßgröße ändert. Ein anschauliches Beispiel ist die Nullpunktkorrektur bei anzeigenden Meßgeräten.

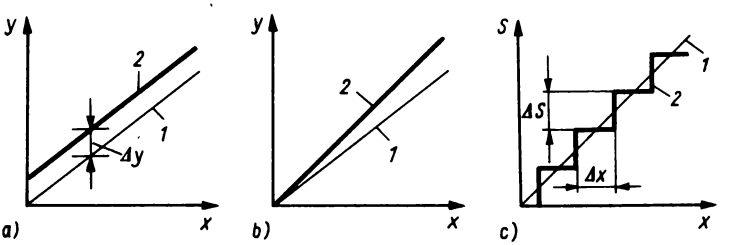


Bild 2.3.-10. Kennlinienabweichungen

a additiver Fehler
b multiplikativer Fehler
c Quantisierungsfehler
1 ideale Kennlinie
2 reale Kennlinie

Multiplikative Fehler entstehen dann, wenn der Übertragungsfaktor über den Meßbereich eine Änderung bei Einwirkung einer Einflußgröße erfährt, z. B. eine Änderung der Verstärkung (s. Bild 2.3.-10 b).

Quantisierungsfehler entstehen beim Übergang vom analogen in den diskreten (digitalen) Wertebereich; da der Wertevorrat eines analogen Signals theoretisch unendlich groß ist und ein digitales Signal nur über einen endlichen diskreten Wertevorrat verfügt, ist der Quantisierungsfehler aus der „Stufigkeit" einer amplitudendiskretisierten Kennlinie ablesbar (Bild 2.3.-10 c). Bei einem Wertevorrat von N diskreten Werten beträgt er gerade

$$\delta = \frac{\Delta S}{S_{\text{ges}}} = \frac{1}{2}\,\Delta S\,\frac{1}{N\,\Delta S} = \frac{1}{2N}\,. \tag{2.3.-12}$$

Digitale Restfehler sind mit dem Quantisierungsfehler eng verwandt. Da beim Zählen der kleinste Betrag „eins" ist, kann im Ergebnis jeweils nur dieser Betrag noch fehlen oder zuviel gezählt worden sein; wegen $\Delta N = \pm 1$ ist also

$$\delta = \frac{\Delta N}{N} = \pm \frac{1}{N} . \tag{2.3.-13}$$

Der relative Fehler wird also mit größer werdendem N immer kleiner. Der absolute digitale Restfehler $\Delta N = \pm 1$ läßt sich aber prinzipiell nicht vermeiden, d. h., es bleibt immer ein Rest vom Betrag eins.

Fehlergrenze und Fehlerklasse. Geräte und Einrichtungen, die unter Betriebsbedingungen eingesetzt sind, unterliegen einer Vielzahl von Einflüssen unterschiedlicher Herkunft und Intensität, so daß eine detaillierte Angabe aller Einzelfehler in Datenblättern sehr unübersichtlich würde. Deshalb sichern die Hersteller bei Einhaltung bestimmter Betriebs- und Umgebungsbedingungen (s. auch [5]) eine Funktionstüchtigkeit zu, die das Nichtüberschreiten einer vorgegebenen Fehlergrenze (als Garantiefehlergrenze) einschließt.

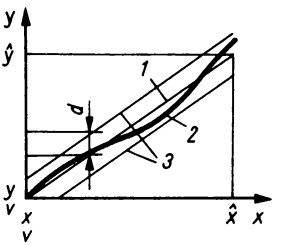


Bild 2.3.-11. Fehlergrenze
1 ideale Kennlinie
2 reale Kennlinie
3 Fehlergrenze im Abstand *d* von der idealen Kennlinie

Diese *Fehlergrenze* wird durch die größte zulässige Abweichung der realen von der idealen statischen Kennlinie beschrieben, unabhängig davon, an welcher Stelle des Kennlinienverlaufs diese größte Abweichung auftritt (Bild 2.3.-11); um Verwechslungen zu vermeiden, wird sie hier mit d bezeichnet. Diese Festlegung hat für den Anwender den großen Vorteil, daß er selbst keine Fehleranalyse vornehmen muß. Die Fehlergrenze wird deshalb, auf den Meßbereich bezogen, als allgemeine Kenngröße benutzt:

$$\delta^* = \frac{d}{\hat{x} - \check{x}} = \frac{d}{x_{max} - x_{min}} . \tag{2.3.-14}$$

In Prozent angegeben, heißt sie *Fehlerklasse.* In Fehlerklassen werden Meßeinrichtungen, Automatisierungsgeräte usw. eingestuft. Folgende Fehlerklassen sind üblich:

0,01; 0,025; 0,06; 0,1; 0,2; 0,25; 0,4; 0,5; 0,6; 1; 1,5; 1,6; 2,5; 4.

Die Klassen 0,2, 0,5 und 1,5 gelten nur für elektrische Geräte; für Geräte zur Bestimmung von Stoffeigenschaften und Stoffzusammensetzungen gibt es zusätzlich die Klassen 6 und 10. Die Fehlerklasse umfaßt entsprechend ihrer Definition eine Reihe von Fehleranteilen verschiedener Herkunft, z. B. die Umkehrspanne, die Drift u. a. Anteile. Werden die vorgegebenen Betriebs- und Umgebungsbedingungen nicht eingehalten, können *Zusatzfehler* auftreten. Diese gelten für jeweils nur eine Einflußgröße und sind ihrer Natur nach meist systematische Fehler [12].

Fehlerfortpflanzung. Vielfach wird ein Meßergebnis aus fehlerbehafteten Einzelergebnissen gebildet. Auch bei Zusammenschaltung mehrerer Funktionseinheiten zu einer Meßeinrichtung ist die Frage zu beantworten, wie sich die Fehler der einzelnen Baugruppen auf die Ausgangsgröße auswirken. Völlig gleichgeartet ist die Situation bei Meßeinrichtungen, die eine Meßgröße indirekt aus der Erfassung anderer Größen durch nachfolgende Rechenoperationen gewinnen.

Allgemein läßt sich der relative Gesamtfehler $\delta = \Delta M/M$ eines Meßergebnisses $M = f(x_1, x_2, \ldots, x_j, \ldots, x_v)$, das sich aus den Einzelwerten $x_1, x_2, \ldots, x_v$ mit den Einzelfehlern $\Delta x_1, \Delta x_2, \ldots, \Delta x_v$ zusammensetzt, mit Hilfe der partiellen Ableitungen $\delta f/\delta x_1, \ldots, \delta f/\delta x_v$ darstellen:

$$\hat{\delta} = \left(\frac{\Delta M}{M}\right) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^{v} \left(\left| \frac{\delta f}{\delta x_j} \Delta x_j \right| \right) . \tag{2.3.-15}$$

Da für eine Meßeinrichtung oder Funktionseinheit nur die Fehlergrenzen bekannt sind (s. oben), müssen in Gl. (2.3.-15) die Absolutbeträge der Fehler eingesetzt werden, so daß sich als Gesamtfehler der *maximal mögliche Fehler* $\hat{\delta}$ ergibt. Dieser Fall ist unwahrscheinlich. Ebensowenig wahrscheinlich ist aber auch, daß sich die Fehler nach Größe und Vorzeichen gegenseitig aufheben. In Analogie zum Fehlerfortpflanzungsgesetz für zufällige Fehler (vgl. [12]) wird daher angenommen, daß die Einzelfehler bereits mittlere Fehler darstellen und zur Bildung eines *mittleren zu erwartenden Fehlers* herangezogen werden können:

$$\bar{\delta} = \overline{\left(\frac{\Delta M}{M}\right)} = \sqrt{\sum_{j=1}^{v} \left(\frac{\Delta x_j}{x_j}\right)^2} . \tag{2.3.-16}$$

Die Praxis zeigt, daß die mit Gl. (2.3.-16) ermittelten Gesamtfehler der Realität eher entsprechen als die nach Gl. (2.3.-15) ermittelten.

Bezüglich der hier nicht wiedergegebenen theoretischen Hintergründe und der Anwendung auf weitere Beispiele aus der Meßpraxis muß auf die Fachliteratur verwiesen werden [12].

3. Bauelemente der Automatisierungstechnik

3.1. Übersicht

Geräte und Anlagen der Automatisierungstechnik bestehen aus einer zweckdienlichen Kombination von funktionsorientierten Anordnungen, den Bauelementen der Automatisierungstechnik. Eine erste grobe Klassifikation der Bauelemente der Automatisierungstechnik kann zweckmäßig entsprechend Bild 3.1.-1 in einem Ordnungsgefüge erfolgen, das sich an der wirksamen Hilfs- bzw. Versorgungsenergie orientiert. Während für hydraulische und pneumatische Bauelemente eine weitere Aufteilung an dieser Stelle nicht sinnvoll ist, sollten bei elektromechanischen Bauelementen gemäß Bild 3.1.-2 elektromagnetische, thermoelektrische und piezoelektrische Bauelemente unterschieden werden. Bei den für die Automatisierungstechnik zunehmend wichtigen elektronischen Bauelementen ist eine weitere Aufteilung nach Bild 3.1.-3 üblich und zweckmäßig. Die dort vorgenommene Untergliederung erfolgte vorwiegend nach Anwendungsgesichtspunkten, berücksichtigt aber auch das physikalische Wirkprinzip.

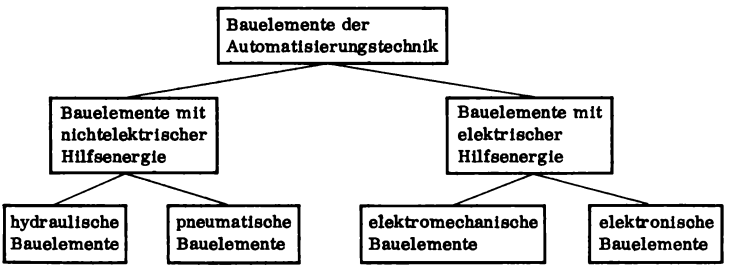


Bild 3.1.-1. Einteilung von Bauelementen der Automatisierungstechnik nach der wirksamen Hilfsenergie
– stark vereinfachte Darstellung –

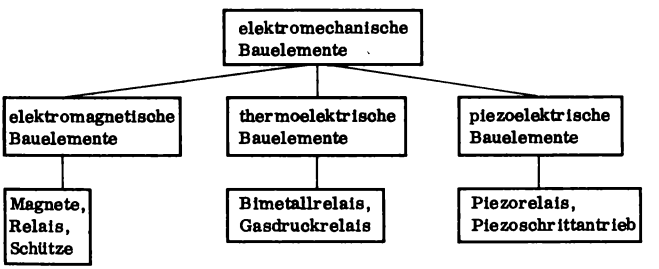


Bild 3.1.-2. Übersicht über ausgewählte elektromechanische Bauelemte
– stark vereinfachte Darstellung –

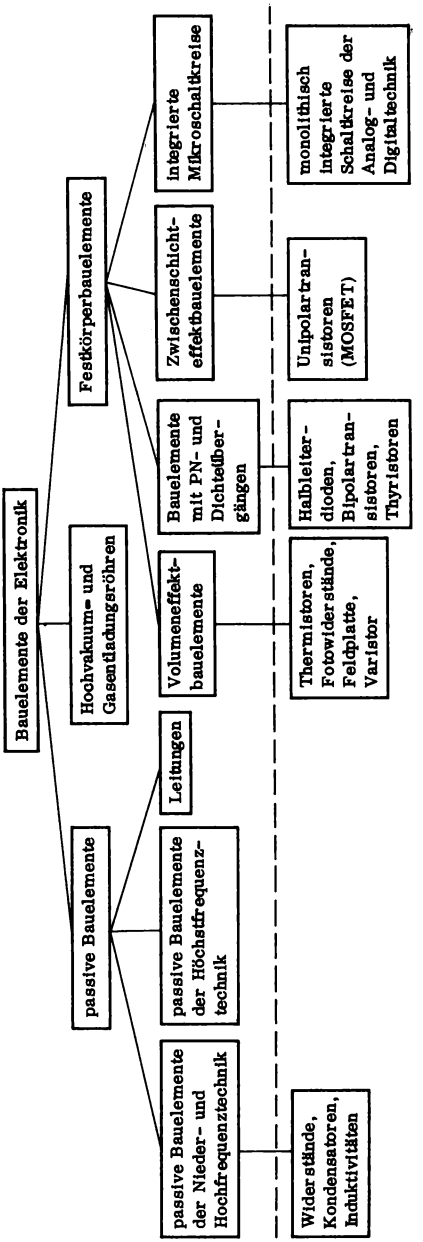


Bild 3.1.-3. Übersicht über wichtige Gruppen elektronischer Bauelemente
– vereinfachte Darstellung –

Um Bauelemente der Automatisierungstechnik sachgerecht und zweckdienlich einsetzen zu können, sind Kenntnisse zur Wirkungsweise, Funktion und gegebenenfalls Herstellung notwendig, die nachfolgend im notwendigen Umfang dargestellt werden sollen.

3.2. Elektronische Bauelemente

3.2.1. Passive Bauelemente der Niederfrequenz- und Hochfrequenztechnik

Zu den passiven Bauelementen der Nieder- und Hochfrequenztechnik (0 Hz bis etwa 100 kHz) gehören u. a. *Widerstände, Kondensatoren* und *Induktivitäten*; sie werden in der gesamten elektronischen Schaltungstechnik, auch in Verbindung mit modernsten integrierten Schaltkreisen, äußerst vielfältig eingesetzt. Spezielle Werkstoffe, ausgereifte Technologien, automatische Fertigungslinien und jahrzehntelange Erfahrungen gewährleisten eine gleichbleibend hohe Qualität dieser Bauelemente. Der technische Fortschritt zeigt sich dabei zwar weniger augenfällig als bei aktiven Halbleiterbauelementen, unverkennbar ist aber auch hier der Trend zu kleineren, zuverlässigeren und kostengünstigeren Bauelementen.

Widerstände

Widerstände sind elektrische bzw. elektronische Bauelemente, durch die bei Stromfluß elektrische Energie in Wärmeenergie umgesetzt wird und bei denen bei einer anliegenden sinusförmigen Wechselspannung u der Strom i keine Phasenverschiebung φ aufweist bzw. bei denen der elektrische Widerstand frequenzunabhängig ist. Der *elektrische Widerstand* eines Leiters hängt ab von der geometrischen Konfiguration und den Materialeigenschaften; es gilt für den Fall eines homogen durchströmten Leiters der Länge l mit dem Querschnitt A die Berechnungsgleichung

$$R = \varrho \frac{l}{A} = \frac{1}{\gamma} \frac{l}{A} \tag{3.2.-1}$$

mit

$$\varrho = \frac{1}{\gamma} \tag{3.2.-2}$$

ϱ spezifischer elektrischer Widerstand
γ elektrische Leitfähigkeit.

Der reziproke Wert des elektrischen Widerstandes heißt *Leitwert*; er berechnet sich nach

$$G = \frac{1}{R} = \gamma \frac{A}{l} . \tag{3.2.-3}$$

Der spezifische elektrische Widerstand ist im allgemeinen gemäß

$$\varrho(\vartheta) = \varrho(\vartheta_0) \left[1 + TK_R \left(\vartheta - \vartheta_0\right)\right] \tag{3.2.-4}$$

von der Temperatur abhängig. Dies bewirkt eine Nichtlinearität der Form

$$R(\vartheta) = \frac{U}{I(\vartheta)} = f(\vartheta) \tag{3.2.-5}$$

in der Strom-Spannungs-Kennlinie und damit eine Einschränkung der Gültigkeit des Ohmschen Gesetzes. Von ohmschen Widerständen kann also strenggenommen nur dann gesprochen werden, wenn die Temperaturabhängigkeit vernachlässigbar ist und somit das Ohmsche Gesetz

$$\frac{U}{I} = R = \text{konst.} \tag{3.2.-6}$$

ohne Einschränkung gilt. Dies ist bei technischen Widerständen aufgrund des niedrigen Temperaturkoeffizienten im Einsatztemperaturbereich meist möglich.

Die elektrischen Eigenschaften ohmscher Widerstände sind durch Gl. (3.2.-6) gekennzeichnet. Für den stromunabhängigen elektrischen Widerstand gilt Bild 3.2.-1; die Strom-Spannungs-Kennlinie ist im Bild 3.2.-2 dargestellt. Diese Zusammenhänge gelten für feste, aber auch für veränderbare Widerstände. Die Veränderbarkeit hat eine veränderte Steigung der Strom-Spannungs-Kennlinie zur Folge.

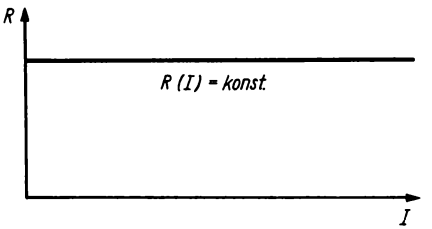


Bild 3.2.-1. Stromabhängigkeit eines ohmschen Widerstandes

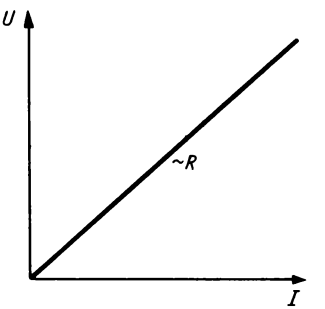


Bild 3.2.-2. Strom-Spannungs-Kennlinie eines ohmschen Widerstandes

Technische Festwiderstände stehen dem Anwender vorzugsweise als *Schichtwiderstände*, *Drahtwiderstände* und als *Widerstandsnetzwerke* in integrierter Technik zur Verfügung. Schichtwiderstände bestehen aus einem Trägermaterial, einer Widerstandsschicht und den Anschlüssen. Die Einstellung des Widerstands-Nennwertes erfolgt einmal sehr grob über die Schichtdicke und zum anderen durch Einschleifen einer Wendel. Je nach Steigung der Wendel werden deren Gesamtlänge und Querschnittsfläche und damit entsprechend Gl. (3.2.-1) der Widerstandswert festgelegt. Dieses äußerst produktive Verfahren hat den Nachteil, daß der sich einstellende Widerstandswert relativ großen Toleranzen unterworfen ist. Um trotzdem ausschußfreie Produktion zu sichern, entstand zur Abstufung der Widerstands-Nennwerte die Internationale E-Reihe nach Tafel 3.2.-1 mit sich überlappenden Toleranzbereichen.

Der Schutz von Schichtwiderständen vor Umgebungseinflüssen erfolgt durch einen hochwertigen Oberflächenschutz, meist in Form einer Lackschicht, auf der die Angaben zu den wichtigsten Bauelementeparametern (Nennwiderstand,

Tafel 3.2.-1. Internationale E-Reihe

Reihe E6 ±20%			Reihe E12 ±10%			Reihe E24 ±5%			Reihe E48 ±2%		
−20%	NW	+20%	−10%	NW	+10%	−5%	NW	+5%	−2%	NW	+2%
0,8	1,0	1,2	0,9	1,0	1,1	0,95	1,0	1,05	0,98	1,00	1,02
									1,029	1,05	1,071
						1,045	1,1	1,155	1,078	1,10	1,122
									1,127	1,15	1,173
			1,08	1,2	1,32	1,14	1,2	1,26	1,176	1,20	1,224
									1,225	1,25	1,275
						1,235	1,3	1,365	1,274	1,30	1,326
									1,372	1,40	1,428
1,2	1,5	1,8	1,35	1,5	1,65	1,425	1,5	1,575	1,470	1,50	1,530
									1,519	1,55	1,581
						1,52	1,6	1,68	1,568	1,60	1,632
									1,666	1,70	1,734
			1,62	1,8	1,98	1,71	1,8	1,89	1,764	1,80	1,836
									1,862	1,90	1,938
						1,90	2,0	2,10	1,960	2,0	2,040
									2,058	2,10	2,142
1,76	2,2	2,64	1,98	2,2	2,42	2,09	2,2	2,31	2,156	2,20	2,244
									2,254	2,30	2,346
						2,28	2,4	2,52	2,352	2,40	2,448
									2,499	2,55	2,601
			2,43	2,7	2,97	2,565	2,7	2,835	2,646	2,70	2,754
									2,793	2,85	2,907
						2,85	3,0	3,15	2,940	3,00	3,060
									3,087	3,15	3,213
2,64	3,3	3,96	2,97	3,3	3,63	3,135	3,3	3,465	3,234	3,30	3,366
									3,381	3,45	3,519
						3,42	3,6	3,78	3,528	3,60	3,672
									3,675	3,75	3,825
			3,51	3,9	4,29	3,705	3,9	4,095	3,822	3,90	3,978
									4,018	4,10	4,182
						4,085	4,3	4,515	4,214	4,30	4,386
									4,410	4,50	4,590

Tafel 3.2.-1. Internationale E-Reihe (Fortsetzung)

Reihe E6 ±20%			Reihe E12 ±10%			Reihe E24 ±5%			Reihe E48 ±2%		
−20%	NW	+20%	−10%	NW	+10%	−5%	NW	+5%	−2%	NW	+2%
3,76	4,7	5,64	4,23	4,7	5,17	4,465	4,7	4,935	4,606	4,70	4,794
									4,802	4,90	4,998
						4,845	5,1	5,355	4,998	5,10	5,202
									5,243	5,35	5,457
			5,04	5,6	6,16	5,32	5,6	5,88	5,488	5,60	5,712
									5,782	5,90	6,018
						5,89	6,2	6,51	6,076	6,20	6,324
									6,370	6,50	6,630
5,44	6,8	8,16	6,12	6,8	7,48	6,46	6,8	7,14	6,664	6,80	6,936
									7,007	7,15	7,293
						7,125	7,5	7,875	7,350	7,50	7,650
									7,693	7,85	8,007
			7,38	8,2	9,02	7,79	8,2	8,61	8,036	8,20	8,364
									8,428	8,60	8,772
						8,645	9,1	9,555	8,918	9,10	9,282
									9,359	9,55	9,741

Auslieferungstoleranz) aufgedruckt werden. Insbesondere bei Widerständen kleiner Leistung erfolgen diese Angaben auch mit Hilfe der Internationalen Farbreihe nach Tafel 3.2.-2.

Tafel 3.2.-2. Internationale Farbreihe

Farbe	Ziffernwert	Multiplikator
Ohne	–	–
Silber	–	10^{-2}
Gold	–	10^{-1}
Schwarz	0	10^{0}
Braun	1	10^{1}
Rot	2	10^{2}
Orange	3	10^{3}
Gelb	4	10^{4}
Grün	5	10^{5}
Blau	6	10^{6}
Violett	7	10^{7}
Grau	8	10^{8}
Weiß	9	10^{9}

Beispiel für die Anwendung des Farbkodes:
1. Ring: Ziffernwert (Zehner) – gelb
2. Ring: Ziffernwert (Einer) – violett
3. Ring: Multiplikator – rot
Widerstandswert: 4,7 kΩ.

Drahtwiderstände werden überall dort eingesetzt, wo hohe Belastbarkeit bei geringem Volumen gefordert wird. Sie bestehen aus einem hitzebeständigen Trägerkörper, auf den eine Wicklung aus Widerstandsdraht aufgebracht ist. Die Herstellung dieser Bauelemente zeigt, daß bezüglich der Toleranzen gleichartige Probleme wie bei Schichtwiderständen bestehen, weshalb die Stufung der Nennwerte auch hier nach der E-Reihe erfolgt. Der Schutz vor Umgebungseinflüssen geschieht meist durch Glasieren oder Zementieren. Die Angabe der technischen Parameter erfolgt durch Aufdruck.

Veränderbare Widerstände stehen dem Anwender als Schicht- und Draht-Drehwiderstände zur Verfügung. Drehwiderstände für einmalige und gelegentliche Einstellung, z. B. für Abgleichzwecke, haben Achsen mit Einstellschlitzen. Drehwiderstände für häufige betriebsmäßige Verstellung (Potentiometer) werden mit Drehachsen zur Befestigung von Knöpfen u. ä. versehen. Für bestimmte Zwecke werden insbesondere Schicht-Drehwiderstände mit Drehachse mit einem eingebauten Schalter vervollständigt. Für Anwendungen in der Meß- und Analogrechentechnik sind Ring- und Wendelpotentiometer entwickelt worden, die äußerst präzise Einstellwerte ermöglichen.

Je nach Verwendungszweck von Drehwiderständen hat die Widerstandskennlinie, d. h. die Abhängigkeit des Widerstandes zwischen Abgriff und Festpunkt vom Drehwinkel α, einen bestimmten Verlauf. Während bei veränderbaren Drahtwiderständen fast ausschließlich eine lineare Abhängigkeit vorhanden ist, werden bei Schichtdrehwiderständen verschiedene Abhängigkeiten realisiert, die wichtigsten sind die lineare und die exponentielle (steigend und fallend). Die wesentlichen Zusammenhänge sind in Tafel 3.2.-3 dargestellt.

Bei der Zusammenschaltung von Widerständen dominieren die Reihen- und Parallelschaltung. In der Praxis sind die Hauptgründe für eine Zusammenschaltung

- die Realisierung eines in den Normreihen nicht verfügbaren Widerstandswertes,
- die Aufteilung der Verlustleistung auf mehrere Widerstände,
- die Aufteilung der Gesamtspannung auf mehrere Widerstände (nur Reihenschaltung) und/oder
- die Realisierung eines bestimmten Temperaturkoeffizienten des Gesamtwiderstandes.

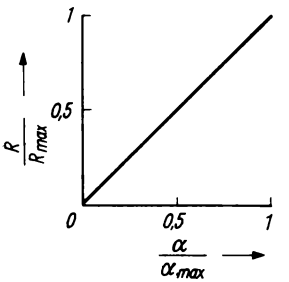
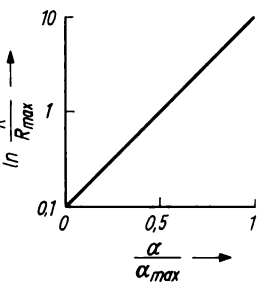
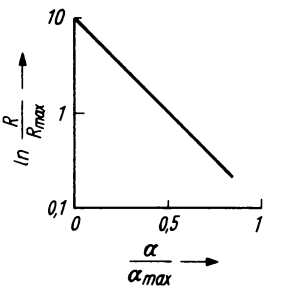
Für die Reihenschaltung von Widerständen gilt die Berechnungsgleichung

$$R_{Sn} = \sum_{i=1}^{n} R_i \; ; \tag{3.2.-7}$$

für Parallelschaltung gilt

$$R_{Pn} = \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i} \right)^{-1} . \tag{3.2.-8}$$

Tafel 3.2.-3. Übersicht über die Kennlinien der wichtigsten Drehwiderstände

Kenn.-Ziff.	Art der Abhängigkeit	Abhängigkeit des Widerstandes vom Drehwinkel	Kennlinie
1	linear	$\frac{R}{R_{max}} = K_1 \frac{\alpha}{\alpha_{max}}$	
2	exponentiell steigend	$\ln \frac{R}{R_{max}} = K_2 \frac{\alpha}{\alpha_{max}}$	
3	exponentiell fallend	$\ln \frac{R}{R_{max}} = -K_3 \frac{\alpha}{\alpha_{max}}$	

Kondensatoren

Kondensatoren sind elektrische bzw. elektronische Bauelemente, die elektrische Energie zu speichern vermögen und bei denen bei einer anliegenden sinusförmigen Wechselspannung u der Strom i eine Phasenverschiebung $\varphi_i = 90°$ (voreilend) aufweist bzw. bei denen der elektrische Widerstand frequenzabhängig ist.

Die Kapazität einer Elektrodenanordnung hängt ab von der geometrischen Konfiguration und dem zwischen den Elektroden befindlichen Dielektrikum; es gilt für den Fall eines idealen Plattenkondensators mit der wirksamen Elektro-

denfläche A und dem Plattenabstand l die Berechnungsgleichung

$$C = \varepsilon \frac{A}{l}. \tag{3.2.-9}$$

Die Dielektrizitätskonstante setzt sich gemäß

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \tag{3.2.-10}$$

aus der absoluten Dielektrizitätskonstanten $\varepsilon_0 = 8{,}859 \cdot 10^{-12}\mathrm{Fm}^{-1}$ und der relativen materialabhängigen Dielektrizitätskonstanten ε_r zusammen. ε_r gibt an, um welchen Faktor die Dielektrizitätskonstante eines Stoffes größer als die des Vakuums (bzw. von Luft) ist. Für Vakuum gilt $\varepsilon_r = 1$.

Für technische Kondensatoren kommen bevorzugt Materialien mit weitgehend konstanter Dielektrizitätskonstanten zum Einsatz, wobei allerdings meist eine gewisse näherungsweise lineare Temperaturabhängigkeit gemäß

$$\varepsilon(\vartheta) = \varepsilon(\vartheta_0)\,[1 + TK_C\,(\vartheta - \vartheta_0)] \tag{3.2.-11}$$

berücksichtigt werden muß.

Im allgemeinen sind dielektrische Stoffe keine idealen Isolatoren. Das bedeutet, daß technische Kondensatoren keine idealen Kondensatoren sind, weil der ohmsche Widerstand zwischen den Elektroden (Belägen) nicht unendlich groß ist. Das hat eine gewisse Wirkleistung bei Stromfluß und eine von 90° um den sog. Verlustwinkel δ abweichende Phasenverschiebung zur Folge. In vielen praktischen Fällen sind diese Effekte vernachlässigbar.

Die obigen Ausführungen haben den bestimmenden Einfluß des Dielektrikums technischer Kondensatoren auf deren elektrische Eigenschaften verdeutlicht. In der Praxis werden deshalb die Typen-Klassifizierungen häufig nach der Art des verwendeten Dielektrikums und erst zweiter Linie nach der Geometrie der Elektrodenanordnung vorgenommen.

Die elektrischen Eigenschaften von Kondensatoren werden durch die Definitionsgleichung

$$C = \frac{Q}{U} \tag{3.2.-12}$$

und die Tatsache bestimmt, daß bei Stromfluß eine Ladung

$$q_C(t) = \int_0^t i_C(\xi)\,\mathrm{d}\xi + Q_C(0) \tag{3.2.-13}$$

gespeichert wird. Aus den Gln. (3.2.-12) und (3.2.-13) erhält man

$$u_C(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_C(\xi)\,\mathrm{d}\xi + U_C(0) \tag{3.2.-14}$$

bzw.

$$i_C(t) = C\frac{\mathrm{d}u_C(t)}{\mathrm{d}t} \tag{3.2.-15}$$

als Strom-Spannungs-Zusammenhänge am Kondensator. Für die im Kondensator gespeicherte elektrische Energie gilt somit

$$w_C(t) = \int_0^t u_C(\xi)\,i_C(\xi)\,\mathrm{d}\xi + W_C(0) = \frac{1}{2}\,C\,u_C^2(t) + W_C(0). \tag{3.2.-16}$$

Da immer nur endliche Leistungen zur Verfügung stehen, kann sich die Spannung am Kondensator niemals sprunghaft ändern, d. h., es gilt immer die Stetigkeitsbedingung

$$U_C(-0) = U_C(+0) \; . \tag{3.2.-17}$$

Technische Kondensatoren stehen dem Anwender vorzugsweise als *Fest-Kondensatoren, parameterabhängige Kondensatoren* und als *veränderbare Kondensatoren* zur Verfügung.

Festkondensatoren besitzen einen konstanten Kapazitätswert entsprechend Bild 3.2.-3. Aus Gl. (3.2.-11) folgt die lineare Abhängigkeit zwischen Ladung und Spannung gemäß Bild 3.2.-4. Diese Zusammenhänge gelten für feste, aber auch für veränderbare Kondensatoren. Die Veränderbarkeit hat eine veränderte Steigung der Ladungs-Spannungs-Kennlinie zur Folge. Bei Festkondensatoren unterscheidet man solche mit festem und solche mit flüssigem bzw. gasförmigem Dielektrikum, wobei erstere insbesondere als Wickelkondensatoren sehr breite technische Anwendung finden.

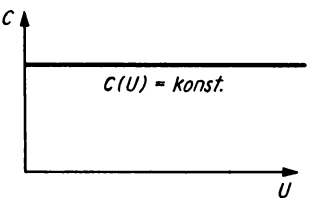


Bild 3.2.-3. Spannungsabhängigkeit der Kapazität eines Festkondensators

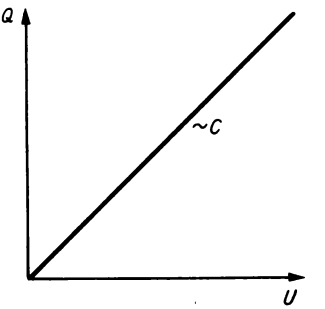


Bild 3.2.-4. Ladungs-Spannungs-Kennlinie eines Festkondensators

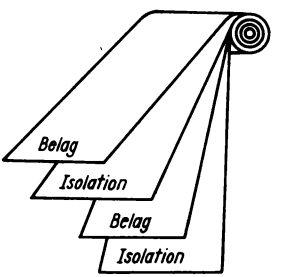


Bild 3.2.-5
Aufbau von Wickelkondensatoren

Die wichtigsten Ausführungsformen von Wickelkondensatoren sind Papier-, Metallpapier-, Kunststoffolie- und Elektrolytkondensatoren; sie bestehen aus einem Wickel, der prinzipiell entsprechend Bild 3.2.-5 aufgebaut ist. Beim klassischen Wickelkondensator dient als Belag eine sehr dünne Aluminiumfolie; die Isolierschicht besteht aus wachsimprägniertem Papier. Bei modernen Wickelkondensatoren kommen meist sehr dünne Kunststoffolien oder auch spezielle durch Lackschichten verstärkte Papiere als Dielektrikum zum Einsatz, auf denen die metallischen Beläge unmittelbar aufgedampft werden.

Neben den beschriebenen Kondensatorwickeln für ungepolte Kondensatoren (beliebige Polung der anliegenden Spannung ist zulässig) gibt es noch eine spezielle Ausführungsform für gepolte Kondensatoren (Bei diesen meist als Elektrolytkondensatoren bezeichneten Bauelementen darf die äußere Spannung nur in einer bestimmten Polarität anliegen.), die dem Anwender meist als kostengünstige Aluminium-Elektrolytkondensatoren mit hoher Volumenkapazität zur Verfügung stehen.

Das Einstellen des Kapazitätswertes von Kondensatorwickeln erfolgt über die wirksame Belagfläche, die Dicke des Dielektrikums sowie über dessen Dielektrizitätskonstante. Dieses einfache Verfahren hat den Nachteil, daß der sich einstellende Kapazitätswert relativ großen Toleranzen unterliegt. Die Stufung der Nennwerte erfolgt deshalb nach der internationalen E-Reihe.

Eine weitere praktisch sehr wichtige Gruppe von Festkondensatoren sind die keramischen Kondensatoren. Sie besitzen ein Dielektrikum aus keramischen Sondermassen, auf das die kapazitätsbestimmenden Beläge als Metallschichten aufgebracht und anschließend unlösbar eingebrannt werden. Die Stufung der Nennwerte erfolgt auch hier nach der E-Reihe.

Als veränderbare Kondensatoren sind Rohr- und Scheibentrimmer sowie Drehkondensatoren handelsüblich. Trimmer sind veränderbare keramische Kondensatoren, bei denen mit einmaliger Verstellung, z. B. für Abgleichzwecke, der gewünschte Kapazitätswert eingestellt wird. Bei Drehkondensatoren für häufiges betriebsmäßiges Verstellen ist die Abhängigkeit der Kapazität vom Drehwinkel α durch den Plattenschnitt bestimmt. Handelsüblich sind kapazitätslineare Drehkondensatoren und Drehkondensatoren mit logarithmischem Plattenschnitt; die normierten Abhängigkeiten sind in den Bildern 3.2.-6 und 3.2.-7 dargestellt. Neben der Kapazitätsabhängigkeit sind die Abhängigkeiten von Frequenz und Wellenlänge bei Verwendung in Schwingkreisen mit konstanter Induktivität mit aufgetragen.

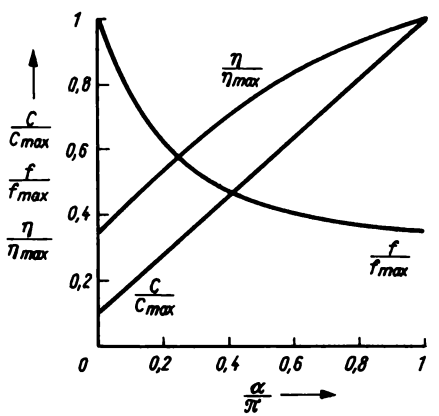


Bild 3.2.-6
Wichtige Parameter kapazitätslinearer Drehkondensatoren in Abhängigkeit vom Drehwinkel α (statt η lies λ)
(statt η lies λ)

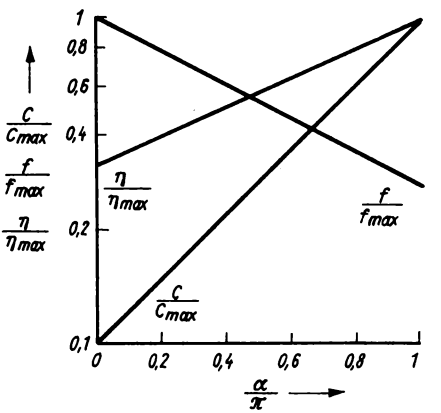


Bild 3.2.-7
Wichtige Parameter von Drehkondensatoren in Abhängigkeit vom Drehwinkel α (logarithmischer Plattenschnitt)

Bei der Zusammenschaltung von Kondensatoren dominiert die Parallelschaltung vor der Reihenschaltung. In der Praxis sind die Hauptgründe für eine Zusammenschaltung
- die Realisierung eines in den Normreihen nicht verfügbaren Kapazitätswertes,
- die Realisierung eines bestimmten Temperaturkoeffizienten der Gesamtkapazität und/oder
- die Beseitigung des störenden Einflusses von Wickel-Induktivitäten.

Für die Reihenschaltung von Kondensatoren gilt die Berechnungsgleichung

$$C_{Sn} = \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{C_i} \right)^{-1}; \tag{3.2.-18}$$

für die Parallelschaltung gilt

$$C_{Pn} = \sum_{i=1}^{n} C_i \,. \tag{3.2.-19}$$

Induktivitäten

Induktivitäten sind elektrische bzw. elektronische Bauelemente, die magnetische Energie zu speichern vermögen und bei denen bei einer anliegenden sinusförmigen Wechselspannung u der Strom i eine Phasenverschiebung $\varphi_i = -90°$ (nacheilend) aufweist bzw. bei denen der elektrische Widerstand frequenzabhängig ist.

Die Induktivität einer Leiteranordnung hängt ab von der geometrischen Konfiguration und den Materialeigenschaften (magnetische Permeabilität) des Leiters und des umgebenden Mediums. Die magnetische Permeabilität setzt sich gemäß

$$\mu = \mu_0 \mu_r \tag{3.2.-20}$$

aus der absoluten Permeabilität $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ Vs(Acm)$^{-1}$ und der relativen (materialabhängigen) Permeabilität μ_r zusammen. μ_r gibt an, um welchen Faktor die Permeabilität eines Stoffes größer als die des Vakuums (bzw. von Luft) ist. Für Vakuum gilt $\mu_r = 1$. Da üblicherweise ferromagnetische Stoffe mit großer von der magnetischen Feldstärke abhängiger relativer Permeabilität μ_r zum Einsatz kommen, stellen sich im allgemeinen nichtlineare Verhältnisse ein, die meist mit der bekannten Hysteresiskurve ferromagnetischer Stoffe erklärt bzw. beschrieben werden können.

Da elektrische Leiter einen ohmschen Widerstand besitzen, sind technische Induktivitäten keine idealen Induktivitäten. Das hat eine gewisse Wirkleistung bei Stromfluß und eine von $-90°$ um den sog. Verlustwinkel δ abweichende Phasenverschiebung zur Folge (vgl. Kondensator!).

Die elektrischen Eigenschaften von Induktivitäten werden durch die Definitionsgleichung

$$L = \frac{\psi}{I} \tag{3.2.-21}$$

bestimmt. Im Falle von weitestgehend linearen Verhältnissen bei Luftspulen sind zu den Bildern 3.2.-1 und 3.2.-2 bzw. 3.2.-3 und 3.2.-4 analoge Abhängigkeiten darstellbar.

Die Strom-Spannungs-Zusammenhänge an Induktivitäten sind durch die Gleichungen

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \tag{3.2.-22}$$

und

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u_L(\xi)\, d\xi + I_L(0) \tag{3.2.-23}$$

gegeben. Für die gespeicherte magnetische Energie gilt

$$w_L(t) = \frac{1}{2} L\, i_L^2(t) + W_L(0)\ . \tag{3.2.-24}$$

Da immer nur endliche Leistungen zur Verfügung stehen, kann sich der Strom in einer Induktivität niemals sprunghaft ändern, d. h., es gilt immer die Stetigkeitsbedingung

$$I_L(-0) = I_L(+0)\ . \tag{3.2.-25}$$

Als technische Induktivitäten kommen bevorzugt Spulen, bei denen die Selbstinduktion ausgenutzt wird, und Transformatoren bzw. Übertrager, bei denen die Gegeninduktion die wesentliche Rolle spielt, zum Einsatz. Die wichtigsten Ausführungsformen von Spulen sind *Drosselspulen mit* oder *ohne ferromagnetischem Kern* sowie *Schwingkreisinduktivitäten.* Bei letzteren ist häufig ein mechanisch verstellbarer Kern vorhanden, wodurch eine veränderbare Induktivität entsteht, die für Abgleichzwecke vielfältig genutzt wird. Eine weitere wichtige Ausführungsform von Induktivitäten sind Magnete, die insbesondere in elektromechanischen Bauelementen als Betätigungs- bzw. Antriebselemente umfangreiche Anwendung finden. Transformatoren und Übertrager werden in der gesamten Elektrotechnik/Elektronik genutzt. Neben der Spannungsanpassung ist die Potentialtrennung zwischen Eingang und Ausgang oft ein wichtiges Anwendungskriterium.

Bei der Zusammenschaltung von Induktivitäten ist auf eine eventuell vorhandene magnetische Kopplung zu achten. Für nichtgekoppelte Induktivitäten gilt bei Reihenschaltung

$$L_{Sn} = \sum_{i=1}^{n} L_i\ ; \tag{3.2.-26}$$

und bei Parallelschaltung

$$L_{Pn} = \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{L_i} \right)^{-1}\ . \tag{3.2.-27}$$

3.2.2. Halbleiterbauelemente

3.2.2.1. Halbleiterwiderstände

Halbleiterwiderstände sind aus homogenen polykristallinen Materialien bestehende elektronische Festkörperbauelemente; sie haben sich aufgrund ihrer günstigen technischen Eigenschaften, ihrer hohen Zuverlässigkeit sowie ihres niedrigen Preises ein weites Anwendungsfeld erobert. Die physikalischen Vorgänge im

Innern dieser homogenen Strukturen beruhen auf Volumeneffekten, weshalb Halbleiterwiderstände auch als *Volumeneffektbauelemente* bezeichnet werden. Die Volumeneffekte werden durch externe nichtelektrische bzw. elektrische Einflüsse wesentlich bestimmt; man spricht deshalb auch von parameterabhängigen Halbleiterwiderständen. Bild 3.2.-8 zeigt eine vereinfachte Übersicht.

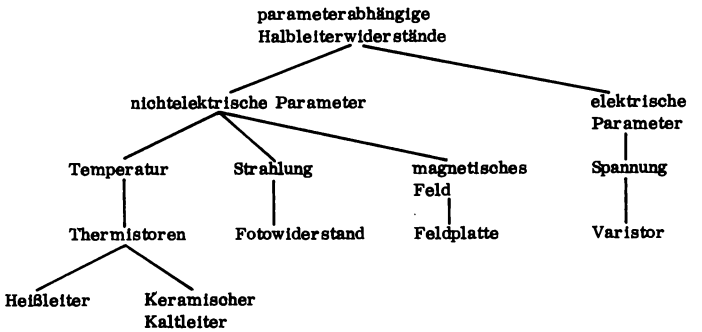


Bild 3.2.-8. Übersicht über parameterabhängige Halbleiterwiderstände
– vereinfachte Darstellung –

Das geschilderte Grundprinzip der Wirkungsweise von Halbleiterwiderständen, die Beeinflußbarkeit des elektrischen Widerstandes durch äußere Einflußgrößen, z. B. Temperatur, Beleuchtungsstärke, findet in der Technik zur Messung, Erfassung usw. dieser Einflußgrößen, beispielsweise bei der Lösung vielfältiger Meß-, Kontroll-, Überwachungs- und ähnlicher Aufgaben, sehr breite Anwendung.

Temperaturabhängige Halbleiterwiderstände (Thermistoren)

Zu den Thermistoren gehören *Heiß-* und *keramische Kaltleiter.* Heißleiter haben einen großen negativen Temperaturkoeffizienten (NTC-Widerstände); keramische Kaltleiter besitzen einen besonders großen positiven Temperaturkoeffizienten (PTC-Widerstände), jedoch nur in einem begrenzten Temperaturbereich. Die Anwendungen von Heiß- und Kaltleitern gliedern sich in drei Hauptgruppen, die Anwendung als Temperaturfühler, die Anwendung bei veränderlichem thermischem Gleichgewicht (z. B. Füllstandsüberwachung) und die Ausnutzung des Aufheizvorgangs. Beim Heißleiter kommt noch die Anwendung als indirekt geheizter Heißleiter, z. B. zur Kompensation des Einflusses der Umgebungstemperatur auf die Anzeige analoger Strömungsmesser, hinzu.

Heißleiter. Ausgangsmaterialien für die Herstellung von Heißleitern sind verschiedene Metalloxide, die im vorgesehenen Mischungsverhältnis eingewogen, gemahlen, gemischt, homogenisiert, zu Formteilen (z. B. Stab- oder Scheibenform) gepreßt und anschließend bei hohen Temperaturen gesintert werden. Auf diese Weise können die wichtigen technischen Parameter spezifischer Widerstand, Temperaturkoeffizient, Belastbarkeit, thermische Zeitkonstante usw. in weiten Grenzen mit einfachen Mitteln variiert bzw. eingestellt werden. Die mit Anschlußdrähten versehenen Heißleiter kommen lackiert, mit Kunstharzen vergossen oder ähnlich vor Umgebungseinflüssen geschützt, zur Auslieferung. Art

und Weise der Kontaktierung und Umhüllung bestimmen wesentlich die obere Grenze für die zulässige Betriebstemperatur und damit die zulässige Belastbarkeit des Heißleiters.

Eine weitere wichtige Bauform von Heißleitern sind perlenförmige Heißleiter, die sich aufgrund ihrer sehr geringen Abmessungen besonders durch niedrige Wärmekapazität und geringe thermische Zeitkonstante auszeichnen.

Beim Heißleiter entstehen durch Temperaturerhöhung (Energiezufuhr) zusätzliche freie Ladungsträger, die für den Stromfluß zur Verfügung stehen. Daraus resultiert der negative Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes.

Die Temperaturabhängigkeit von Heißleitern kann mit guter Näherung durch die Gleichung

$$R(T) = R(T_0) \exp b \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right) \tag{3.2.-28}$$

wiedergegeben werden; es bedeuten

T absolute Temperatur
T_0 Bezugstemperatur ($T_0 = 273{,}15\text{K} + \vartheta_0$)
b Energiekonstante (Herstellerangabe).

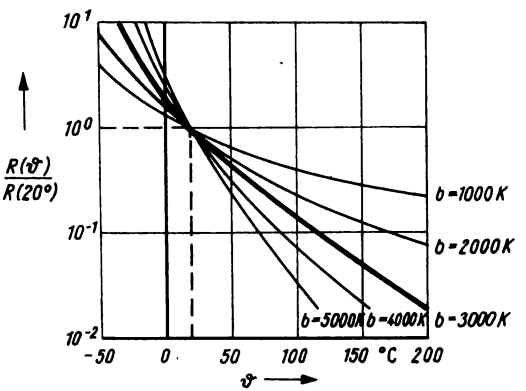


Bild 3.2.-9
Typischer Verlauf des elektrischen Widerstandes eines Heißleiters in Abhängigkeit von der Temperatur
– normierte Darstellung mit der Energiekonstanten als Parameter –

Die Abhängigkeit nach Gl. (3.2.-28) ist in normierter Form mit der Energiekonstanten als Parameter im Bild 3.2.-9 dargestellt. Die Energiekonstante wird üblicherweise aus zwei Widerstandsmessungen bei 25 °C und 50 °C aus

$$b = \left.\frac{\ln \dfrac{R(T_1)}{\Omega} - \ln \dfrac{R(T_2)}{\Omega}}{\dfrac{1}{T_1} - \dfrac{1}{T_2}}\right|_{T_1 < T_2} \tag{3.2.-29}$$

bestimmt. Der Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes von Heißleitern ergibt sich aus

$$\alpha(b,T) = \frac{1}{R(T)} \frac{\mathrm{d}R(T)}{\mathrm{d}T} \tag{3.2.-30}$$

mit Hilfe von Gl. (3.2.-28) zu

$$\alpha(b,T) = -\frac{b}{T^2}\,; \tag{3.2.-31}$$

er ist sowohl von der Temperatur als auch von der Energiekonstanten abhängig, er ist negativ und um etwa eine Zehnerpotenz größer als bei Metallen. In der Praxis ist es üblich, den Temperaturkoeffizienten in einem begrenzten Temperaturbereich als konstant anzusetzen.

Bei der bisherigen Erläuterung der Temperaturabhängigkeit von Heißleitern wurde eine Eigenerwärmung durch Stromfluß vernachlässigt. Wird jedoch im praktischen Betrieb der Heißleiter mit Strömen beaufschlagt, die eine Eigenerwärmung verursachen, vollziehen sich Aufheiz- und Abkühlvorgänge, wie sie im Bild 3.2.-10 prinzipiell dargestellt sind.

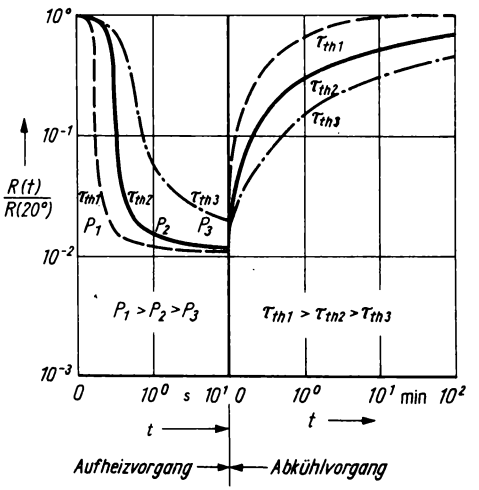


Bild 3.2.-10. Typische Verläufe des elektrischen Widerstandes von Heißleitern in Abhängigkeit von der Zeit (Aufheiz- und Abkühlvorgang mit unterschiedlichem Zeitmaßstab)
– normierte Darstellung mit der thermischen Zeitkonstanten und der zugeführten elektrischen Leistung (Aufheizvorgang) als Parameter –

Neben der Temperaturabhängigkeit und den thermischen Trägheiten ist die Strom-Spannungs-Kennlinie ein wichtiger Kennwert von Heißleitern; sie wird aufgenommen, indem an den Heißleiter eine bestimmte Spannung angelegt und nach vollständiger Einstellung des thermischen Gleichgewichtszustandes der Strom gemessen wird. Bild 3.2.-11 zeigt eine typische Kennlinie in linearem Maßstab. Man erkennt, daß im Anfangsbereich bei nur geringer zugeführter Wärmeleistung praktisch die Kennlinie des Kaltwiderstandes durchlaufen wird. Das Ende dieses ohmschen Anfangsbereiches wird üblicherweise als „Grenzleistung ohne Eigenerwärmung" bezeichnet. Steigt der Strom weiter, nimmt der Widerstand des Heißleiters stark ab. Die Kennlinie durchläuft ein Maximum im Spannungsabfall und fällt danach ab (thermische Mitkopplung beachten!).

Das dynamische Verhalten von Heißleitern ist gekennzeichnet durch thermische Trägheiten sowohl bei Änderung der elektrischen als auch der thermischen

(Veränderung des umgebenden Mediums) Parameter, wobei sich der neue Gleichgewichtszustand jeweils nach Ablauf eines Ausgleichsvorganges einstellt, und durch elektrische Trägheiten, die von der Dielektrizitätskonstanten des Werkstoffs hervorgerufen werden (in der Praxis meist vernachlässigbar).

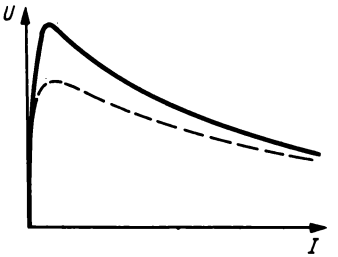


Bild 3.2.-11
Typischer Verlauf der Strom-Spannungs-Kennlinie eines Heißleiters in linearer Darstellung
gestrichelt: für vergrößerten thermischen Widerstand

Tafel 3.2.-4. Kennzeichnung der Hauptanwendungsgebiete von Heißleitern (TN-Typen)

Buchstabe	Anwendungsgebiet
A	Anlaßwiderstand
F	Temperaturfühler
I	Indirekt geheizter Widerstand
K	Kompensations- bzw. Meßwiderstand in Scheibenform
M	Meßwiderstand in Stabform
R	Regelwiderstand in Miniaturausführung
S	Spezialwiderstand in Perlform
T	Spezialwiderstand für tiefe Temperaturen

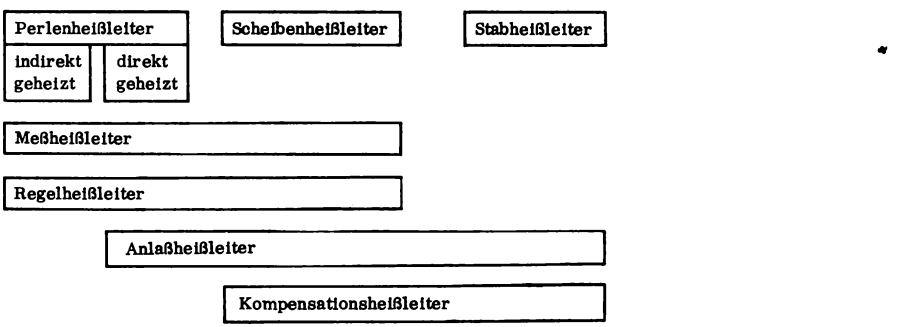


Bild 3.2.-12. Typischer Zusammenhang zwischen bauform- und anwendungsbezogenen Heißleiterbenennungen

Die Langzeitstabilität der Parameter von Heißleitern wird durch Alterungsprozesse im polykristallinen Gefüge und an den Kontaktierungsstellen beeinflußt.

Die Kennzeichnung von Heißleitern erfolgt in der DDR nach einem kombinierten Buchstaben-Zahlen-Schlüssel. Der erste Buchstabe gibt die Art des Bauelementes an (T – Thermistor), der zweite kennzeichnet das Vorzeichen des Temperaturkoeffizienten (für Heißleiter stets N – negativ) und ein dritter Buchstabe informiert über das Hauptanwendungsgebiet (vgl. Tafel 3.2.-4!). Die nachfolgenden Zahlen enthalten Angaben zu technischen Daten. Bild 3.2.-12 zeigt eine typische Zuordnung von Hauptbauformen zu wichtigen Anwendungsfällen.

Typisch für Heißleiter und ihre nichtlineare Kennlinie ist dabei die Möglichkeit der gezielten Kennlinienformung durch Zusammenschaltung mit ohmschen Widerständen. Bild 3.2.-13 zeigt solche in der Praxis oft genutzten Kennlinienvarianten.

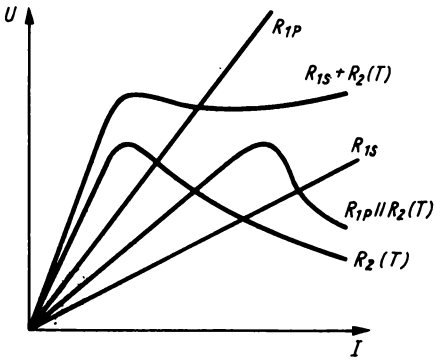


Bild 3.2.-13
Typischer Verlauf der Strom-Spannungs-Kennlinien einfachster Heißleiter-Widerstandskombinationen
– lineare Darstellung –
R_{1S} Serienwiderstand
R_{1P} Parallelwiderstand

Keramische Kaltleiter. Keramische Kaltleiter bestehen aus einem polykristallinen ferroelektrischen Material, meist aus Bariumtitanat mit verschiedenen Beimengungen, das durch Dotieren leitfähig gemacht wird. Bei einer bestimmten Temperatur, der sog. Curietemperatur, werden an den Korngrenzen des Materials Potentialschwellen wirksam, was einer drastischen Erhöhung des Widerstandes entspricht (Kaltleitereffekt). Da sich die Curietemperatur durch geeignete Beimengungen gezielt verschieben läßt, können Bauelemente hergestellt werden, bei denen der Bereich des Kaltleitereffekts und damit der Einsatztemperaturbereich den praktischen Erfordernissen weitgehend angepaßt werden kann. Die Herstellung von keramischen Kaltleitern ist der von Heißleitern weitgehend ähnlich.

Der wichtigste Kennwert keramischer Kaltleiter ist die im Bild 3.2.-14 dargestellte Abhängigkeit des Widerstandes von der Temperatur, die jedoch nur unter der Voraussetzung niedriger Spannung am Kaltleiter gilt (Bei Spannungen von

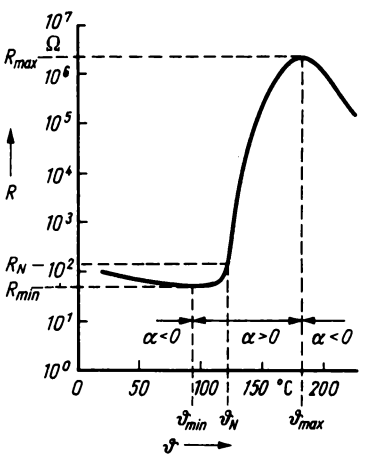


Bild 3.2.-14
Typischer Verlauf des Widerstandes in Abhängigkeit von der Temperatur bei einem keramischen Kaltleiter
R_{min} Minimalwiderstand, auch R_A Anfangswiderstand
ϑ_{min} Temperatur, bei der der Minimalwiderstand auftritt, auch ϑ_A Anfangstemperatur
R_{max} Maximalwiderstand
ϑ_{max} Temperatur, bei der der Maximalwiderstand auftritt (Endtemperatur)
R_N Nennwiderstand (gleich dem doppelten Minimalwiderstand)
ϑ_N Nenntemperatur, bei der der Nennwiderstand auftritt

1V und mehr kommt es zu einem Absinken des Widerstands-Maximums und zu einer Abflachung der Kennlinie im Bereich des Kaltleitereffekts.). Man erkennt, daß außerhalb des steil ansteigenden Kennlinienteiles (Bereich des Kaltleitereffekts) jeweils das erwartete Heißleiterverhalten auftritt.

Wird der Kaltleiter im praktischen Betrieb mit Strömen beaufschlagt, die eine Eigenerwärmung verursachen, stellt sich zunächst ein relativ großer Strom ein. Mit dem Erreichen der Curietemperatur wird der Kaltleitereffekt wirksam und der Strom fällt bis zu einem stationären Endwert, der dem thermischen Gleichgewichtszustand entspricht, stark ab. Es ist offenkundig, daß auf diesem Wege z. B. eigensichere Heizelemente realisiert werden können.

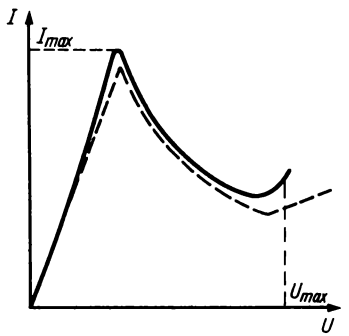


Bild 3.2.-15
Typische stationäre Strom-Spannungs-Kennlinie eines keramischen Kaltleiters
– idealisierte Kennlinie gestrichelt –

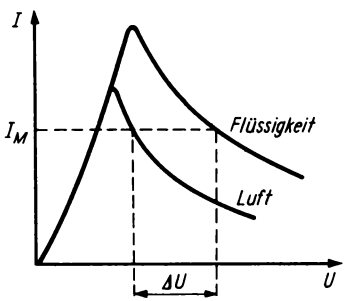


Bild 3.2.-16
Typische Strom-Spannungs-Kennlinien eines keramischen Kaltleiters bei unterschiedlichem umgebendem Medium

Die stationäre Strom-Spannungs-Kennlinie eines keramischen Kaltleiters zeigt Bild 3.2.-15; sie ist wegen

$$\frac{U}{I} = R\,[\vartheta(I)] \tag{3.2.-32}$$

nicht als geschlossener mathematischer Ausdruck angebbar. Eine Approximationsmöglichkeit (zwei Geradenzüge und ein hyperbolischer Teil) ist im Bild 3.2.-15 gestrichelt angedeutet. Bild 3.2.-16 zeigt die Veränderung der Strom-Spannungs-Kennlinie bei unterschiedlichem umgebendem Medium. Die sich einstellende Spannungsdifferenz kann z. B. zur Füllstandsüberwachung genutzt werden. Das dynamische Verhalten keramischer Kaltleiter ist durch thermische Trägheiten gekennzeichnet; elektrische Trägheiten treten praktisch nicht auf. Für die Langzeitstabilität gilt das zum Heißleiter Gesagte.

Die Kennzeichnung keramischer Kaltleiter erfolgt in der DDR analog zur Heißleiterkennzeichnung mit den Buchstaben TP (Thermistor mit positivem Temperaturkoeffizienten) und nachgestellten Zahlenkombinationen, die Angaben zu technischen Daten beinhalten.

Strahlungsabhängige Halbleiterwiderstände *(Fotowiderstände)*

Fotowiderstände werden hauptsächlich zur Lichtmessung und -überwachung, Überwachung eines veränderlichen Mediums zwischen Lichtsender und Fotowiderstand (z. B. Lichtschranke) und zur Realisierung spezieller Wandler benutzt.

Fotowiderstände bestehen als einfachstes fotoelektrisches Bauelement aus einer homogenen Halbleiter-Widerstandsbahn, meist aus Cadmiumsulfid (CdS). Die fotoempfindliche Schicht wird durch Einbau in geeignete wenigstens teilweise lichtdurchlässige Gehäuse vor Umgebungseinflüssen geschützt. Es gibt Bauformen für seitlichen oder auch frontalen Lichteinfall. Die überwiegende Anzahl praktisch ausgeführter Fotowiderstände arbeitet im sichtbaren Bereich des elektromagnetischen Spektrums.

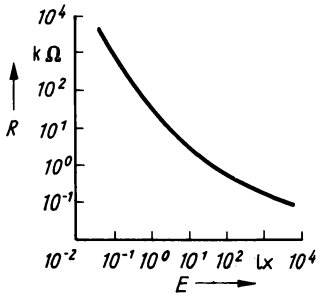


Bild 3.2.-17
Typische Widerstands-Beleuchtungsstärke-Charakteristik eines CdS-Fotowiderstandes

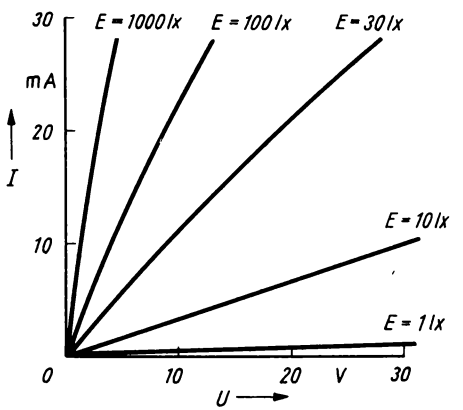


Bild 3.2.-18
Typische Strom-Spannungs-Kennlinien eines CdS-Fotowiderstandes mit der Beleuchtungsstärke als Parameter

Beim Fotowiderstand entstehen durch Lichteinfall (Energiezufuhr) zusätzliche freie Ladungsträger, die für den Stromfluß zur Verfügung stehen. Daraus resultiert die typische Widerstands-Beleuchtungsstärke-Charakteristik nach Bild 3.2.-17. Die daraus ableitbaren typischen Strom-Spannungs-Kennlinien mit der Beleuchtungsstärke als Parameter zeigt Bild 3.2.-18; die Krümmung dieser Kenn-

linien im Bereich größerer Verlustleistung kommt durch Eigenerwärmung und Temperaturabhängigkeit (Heißleiterverhalten) zustande.

Das dynamische Verhalten von Fotowiderständen wird vor allem durch lichtelektrische Trägheiten bestimmt. Diese bestehen darin, daß sich bei Änderung der Bestrahlungsverhältnisse der zugehörige Widerstandswert nicht trägheitslos einstellt. Besonders beim Übergang vom Hell- zum Dunkelwiderstand können durch Überlagerung thermischer Trägheiten (Abkühlvorgang) recht lange Zeiten entstehen. Die genannten lichtelektrischen Trägheiten beschränken das Einsatzgebiet von Fotowiderständen auf Arbeitsfrequenzen unterhalb 1 kHz. Die hohe Empfindlichkeit dieser Bauelemente bereits bei kurzzeitiger Überlastung macht in vielen Fällen den Betrieb mit einem Vorwiderstand erforderlich.

Typische Alterungserscheinungen sind neben einer Abnahme der Leitfähigkeit häufig eine Änderung der spektralen Empfindlichkeit bzw. des Dunkelstromes. Insgesamt bestimmen die im praktischen Betrieb auftretende elektrische Belastung, die Beleuchtungsstärke und die Temperatur wesentlich den Ablauf der Alterungsvorgänge.

Magnetfeldabhängige Halbleiterwiderstände (Feldplatten)

Feldplatten werden sehr vielfältig in praktisch allen Bereichen des Maschinenbaus, der Kfz-Technik (z. B. als Geber) und der Elektrotechnik/Elektronik eingesetzt. Das prinzipielle Arbeitsverfahren dieser Bauelemente in praktischen Anordnungen beruht auf dem Ausmessen, Kontrollieren, Überwachen usw. magnetischer Felder; es weist gegenüber induktiven Meßeinrichtungen viele Vorteile auf. Die Einsetzbarkeit von Feldplatten bis zu Temperaturen in der Nähe des absoluten Nullpunktes bzw. bei hohen Verschmutzungsgraden (optische Meßverfahren versagen hier) sind weitere Vorzüge dieser Bauelemente.

Moderne Feldplatten – in der amerikanischen Literatur häufig als Magnetresistor oder kurz MDR (magnetic field depending resistor) bezeichnet – werden üblicherweise aus einem Gemisch von Indiumantimonid und Nickelantimonid hergestellt. Dieses vorerst flüssige Gemisch wird nach einem speziellen Temperaturprogramm zur Erstarrung gebracht und in Scheiben gesägt. Durch Schleifen und Ätzpolieren werden dünne Halbleiterplättchen hergestellt, aus denen durch Formätzung Mäander entstehen. Diese werden auf einen isolierten Träger geklebt und kontaktiert. Der Schutz vor Umwelteinflüssen erfolgt meist durch Vergießen in Kunstharz. Das Herstellungsverfahren zeigt, daß bei Anwendung von Feldplatten die Montage- und Einbauvorschriften strikt einzuhalten sind, um Beschädigungen vor allem durch mechanische Überbeanspruchung auszuschalten.

Der Grundwiderstandswert von Feldplatten wird bei der Herstellung durch Wahl des Mäanders (Länge, Breite und Dicke der Stege) festgelegt. Die typische Widerstandsänderung von Feldplatten in Abhängigkeit vom steuernden bzw. zu messenden oder zu überwachenden Magnetfeld zeigt Bild 3.2.-19 (Zum Vergleich ist die Kennlinie der früher häufig benutzten Wismutsonde mit angegeben.). Zu beachten ist, daß nur die Normalkomponente der magnetischen Induktion wirksam ist, da nur diese den für die Funktion der Feldplatte wichtigen galvanomagnetischen Widerstandseffekt auslöst.

Das dynamische Verhalten von Feldplatten ist meist unkritisch; es wird durch eine relativ geringe Frequenzabhängigkeit der Halbleiteranordnung bestimmt. Zu beachten ist gegebenenfalls die Herabsetzung der oberen Arbeitsfrequenz

durch unerwünschte Wirbelströme bei Feldplatten, die auf leitfähigem oder gar ferromagnetischem Träger montiert sind.

Die Langzeitstabilität von Feldplatten wird im wesentlichen durch Veränderungen des Klebers und der Umhüllungsmaterialien bestimmt. Diese Alterungsprozesse hängen stark von der im konkreten Betrieb auftretenden thermischen Belastung ab.

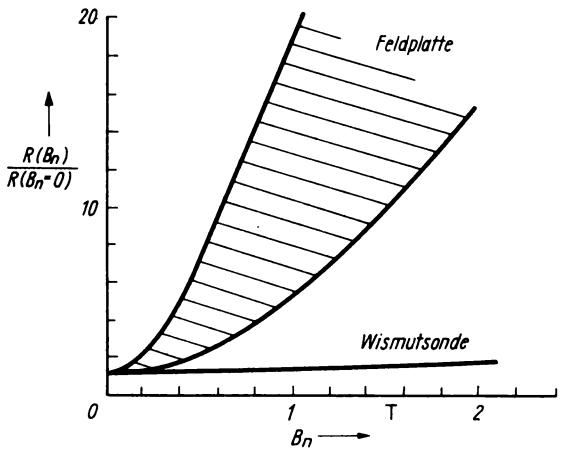


Bild 3.2.-19. Vergleich der Widerstandsänderungen von Wismutsonden und Feldplatten im Magnetfeld

Spannungsabhängige Halbleiterwiderstände (Varistoren)

Varistoren werden in der Praxis meist zur Begrenzung und/oder Stabilisierung elektrischer Spannungen genutzt. Als Ausgangsmaterial für die Herstellung wird meist Siliziumkarbid eingesetzt; die Herstellung verläuft ähnlich wie beim Heißleiter. Varistoren, auch VDR-Elemente (voltage dependent resistor) genannt, haben einen praktisch trägheitslos mit steigender Spannung sinkenden elektrischen Widerstand. Hieraus ist die Gleichung

$$U = C\,I^{\beta} \tag{3.2.-33}$$

als Strom-Spannungs-Kennlinie eines Varistors ableitbar; es bedeuten

- U Spannung am Varistor in Volt
- I Strom durch den Varistor in Ampere
- C Spannungsabfall in Volt, der am Varistor bei $I = 1$A auftritt
- β Nichtlinearitätskoeffizient; der die Größe der Spannungsabhängigkeit angibt.

Bild 3.2.-20 zeigt typische Strom-Spannungs-Kennlinien von Varistoren mit dem C-Wert als Parameter. Varistoren zeigen als polykristalline Halbleiterwiderstände in Abhängigkeit von der Temperatur erwartungsgemäß Heißleiterverhalten, d. h., sie besitzen einen negativen Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes.

Das dynamische Verhalten von Varistoren ist durch eine Frequenzabhängigkeit des elektrischen Widerstandes gekennzeichnet, die von der Dielektrizitätskonstanten des Halbleitermaterials verursacht wird. Dies begrenzt die Arbeits-

frequenz auf maximal etwa 5 kHz; unterhalb 200 Hz ist der Frequenzeinfluß vernachlässigbar. Die Langzeitstabilität von Varistoren ist mit den anderen Halbleiterwiderständen vergleichbar und als gut zu bezeichnen.

Die Kennzeichnung von Varistoren erfolgt in der DDR nach einem kombinierten Buchstaben-Zahlen Schlüssel. Der erste Buchstabe gibt die Art des Bauelementes an (S spannungsabhängiger Widerstand) und der zweite die spezielle Variante (für Varistoren stets V Varistor). Die nachfolgenden Zahlen enthalten Angaben zu technischen Daten.

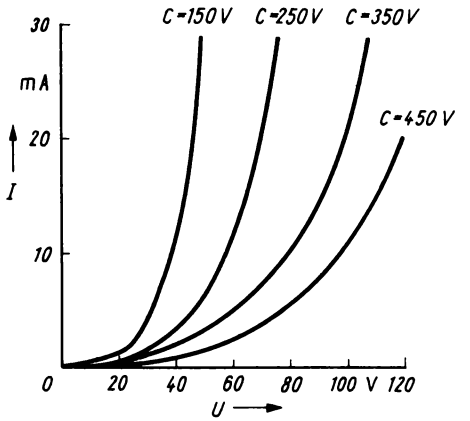


Bild 3.2.-20. Beispiel für die typische Strom-Spannungs-Kennlinie eines Varistors in linearer Darstellung
Parameter: C-Wert

3.2.2.2. Halbleiterdioden

Halbleiterdioden gehören zu den elektronischen Festkörperbauelementen mit PN- und Dichteübergängen; sie haben zwei Anschlüsse, üblicherweise Anode und Katode, einen PN-Übergang und folglich einen stromrichtungsabhängigen elektrischen Widerstand. Wegen ihrer günstigen technischen Eigenschaften und ihres niedrigen Preises werden Halbleiterdioden sehr vielfältig angewendet, z. B. zur Gleichrichtung von Wechselströmen (*Gleichrichterdioden*), zum Schalten logischer Signale (*Schaltdioden*), zur Stabilisierung von Gleichspannungen (*Z-Dioden*), als Lichtempfänger (*Fotodioden*), als Lichtsender (*Lumineszenzdioden*) usw. Bild 3.2.-21 zeigt eine vereinfachte Übersicht.

Ausgangsmaterial für die Herstellung von Halbleiterdioden sind technische Halbleiter (Germanium, Silizium, Verbundhalbleiter), wobei dem Silizium gegenwärtig und zukünftig die größte Bedeutung zukommt. Anhand dieses Materials sollen nachfolgend einige einführende Grundlagen erläutert werden.

Silizium bildet bei geeigneter Herstellung ein Kristallgitter, in dem jedes Atom jeweils vier Nachbaratome hat, mit denen es eine Doppelbindung eingeht (Einkristall). In einem solchen idealen Halbleiter sind am absoluten Nullpunkt alle Valenzelektronen gebunden und stehen für einen Stromfluß nicht zur Verfügung. Bereits bei Raumtemperatur ist jedoch soviel thermische Energie vorhanden, daß Valenzelektronen aus ihren Bindungen gelöst und frei beweglich werden. Je-

des eine Doppelbindung verlassende Valenzelektron hinterläßt dabei ein Loch (nicht abgesättigte positive Ladung) bzw. Defektelektron (thermische Paarerzeugung). Da Valenzelektronen auch in unvollständige Doppelbindungen nachrükken können, führen beide Ladungsträgerarten ungerichtete thermische Bewegungen aus.

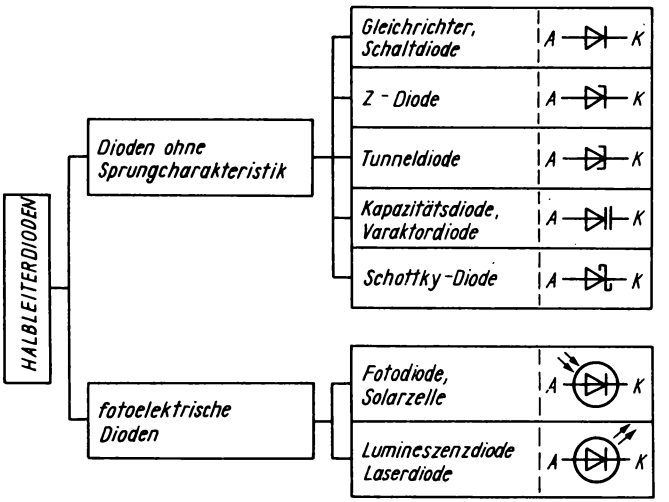


Bild 3.2.-21. Überblick über Halbleiterdioden, Schaltzeichen
A Anode
K Katode

Dem Prozeß der thermischen Paarerzeugung wirkt die Rekombination entgegen; dabei werden Valenzelektronen von unvollständigen Doppelbindungen wieder eingefangen. Es stellt sich folglich stets ein thermischer Gleichgewichtszustand zwischen Paarerzeugung und Rekombination ein. Wird nun an den Halbleiter ein elektrisches Feld angelegt, wird der ungerichteten thermischen Bewegung der Ladungsträger eine gerichtete Komponente überlagert, und es fließt ein elektrischer Strom (Elektronenstrom plus Defektelektronenstrom); diesen Prozeß bezeichnet man als *Eigenleitung*.

Werden z. B. in einen Halbleiterkristall Fremdatome mit fünf Valenzelektronen (Donatoren) eingebaut, so wird das fünfte Elektron jeweils zur Herstellung der Doppelbindungen mit den vier Nachbaratomen nicht benötigt. Es steht somit bereits bei Raumtemperatur als praktisch frei bewegliches Elektron für den Stromtransport zur Verfügung. Einen solchen Halbleiter bezeichnet man wegen der negativen Ladung der freien Elektronen als *N-leitend*.

In analoger Weise können durch Dotieren eines Halbleiters Fremdatome mit nur drei Valenzelektronen (Akzeptoren) eingebaut werden. In diesem Fall fehlt zur Herstellung der Doppelbindungen zu den benachbarten vier Atomen ein Valenzelektron; es entsteht ein Defektelektron. Einen solchen Halbleiter bezeichnet man wegen der positiven Ladung der Defektelektronen als *P-leitend*.

Solche dotierten Halbleiter (N- oder P-leitend) unterscheiden sich hinsichtlich der ablaufenden Paarerzeugungs- und Rekombinationsprozesse nicht prinzipiell

vom undotierten; es entsteht jedoch durch die eingebauten Störstellen eine zusätzliche Störstellen- bzw. Dotierungsleitfähigkeit. Da im dotierten technischen Halbleiter die Störstellenkonzentration meist wesentlich größer als die Eigenleitungsdichte ist, dominiert die temperaturunabhängige Störstellenleitfähigkeit gegenüber der temperaturabhängigen Eigenleitfähigkeit.

3.2.2.2.1. Gleichrichter- und Schaltdioden

Das Betriebsverhalten von Gleichrichter- und Schaltdioden wird von dem im Innern befindlichen PN-Übergang bestimmt. Dieser entsteht dadurch, daß im Herstellungsprozeß eine N- und eine P-leitende Zone unmittelbar aneinander angeordnet werden. Die Wirkungsweise eines solchen PN-Übergangs läßt sich leicht anhand des im Bild 3.2.-22 dargestellten Stabmodells für einen symmetrischen abrupten PN-Übergang erläutern.

Im stromlosen Zustand haben Elektronen (Majoritätsträger im N-Gebiet bzw. Minoritätsträger im P-Gebiet) und Defektelektronen (Majoritätsträger im P-Gebiet bzw. Minoritätsträger im N-Gebiet) das Bestreben, sich im gesamten Kristall gleichmäßig zu verteilen. Bei dieser Diffusion durch die Grenzschicht hinterlassen Löcher aus dem P-Gebiet bzw. Elektronen aus dem N-Gebiet jeweils nicht mehr abgesättigte negative bzw. positive Ladungen. Damit entsteht beiderseits der Grenzschicht eine Raumladung, ein elektrisches Feld bzw. eine elektrische Spannung, die sog. Diffusionsspannung, die weitere Ladungsträger im jeweils ursprünglichen Bereich zurückhält. Damit entsteht aber auch nahe der Grenz-

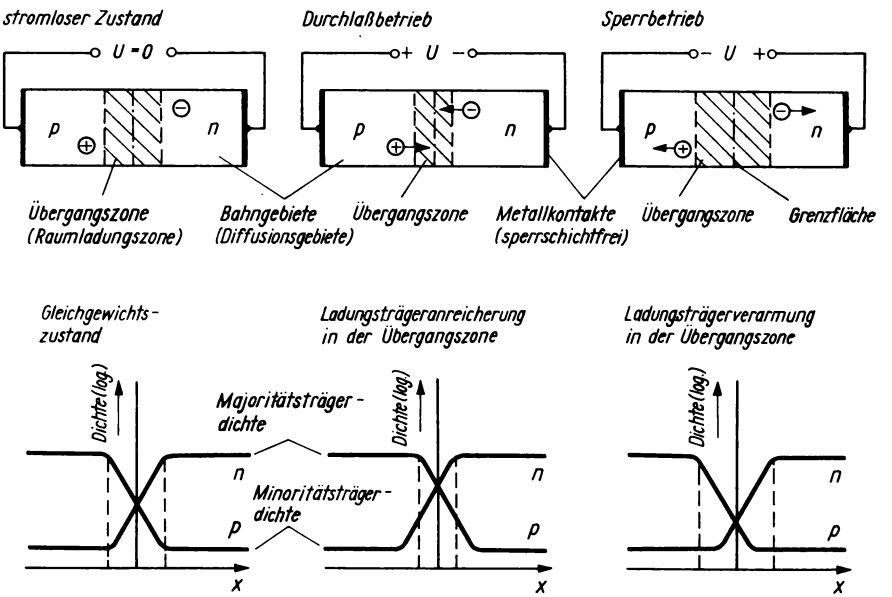


Bild 3.2.-22. Symmetrischer PN-Übergang im stromlosen Zustand, Durchlaß- und Sperrbetrieb

– vereinfachte Darstellung –

schicht, im Übergangsbereich, eine von freien Ladungsträgern verarmte Zone; diese ist im stromlosen Zustand hochohmig.

Wird an den PN-Übergang eine äußere Spannung angelegt, deren Polarität (P-Gebiet positiv, N-Gebiet negativ) so gewählt ist, daß die freien Ladungsträger von beiden Seiten in die Übergangszone hineingedrückt werden, wird diese schmaler (Bild 3.2.-22). Wird von der äußeren Spannung der Betrag der entgegengerichteten Diffusionsspannung überschritten, wird die Übergangszone mit Ladungsträgern regelrecht überschwemmt, weshalb der elektrische Widerstand stark abnimmt und ein hoher Durchlaßstrom fließt (Die Anhebung der Ladungsträgerkonzentrationen in der schmaleren Übergangszone ist im Bild 3.2.-22 zu sehen.).

Wird an den PN-Übergang eine äußere Spannung angelegt, deren Polarität (P-Gebiet negativ, N-Gebiet positiv) so gewählt ist, daß die freien Ladungsträger aus der Übergangszone abgesaugt werden, wird diese breiter und die Ladungsträgerkonzentrationen sinken (Bild 3.2.-22). Die äußere Spannung addiert sich zur Diffusionsspannung, und es fließt nur ein sehr kleiner Sperrstrom. Hieraus erklärt sich auch der Begriff „Sperrschicht" für den PN-Übergang. Der Sperrstrom wird auch bei weiter wachsender Übergangszone durch die thermische Paarerzeugung aufrecht erhalten; deren Temperaturabhängigkeit bewirkt die Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes.

Die bisherigen Erläuterungen haben gezeigt, daß stets beide Arten von Ladungsträgern (Majoritäts- und Minoritätsladungsträger) am Stromfluß beteiligt sind. Hieraus ergibt sich der Begriff des bipolaren Bauelementes.

Bei steigender Sperrspannung am PN-Übergang wächst die Breite der Übergangszone langsamer als die Sperrspannung; das bedeutet, daß die in der Übergangszone auftretende elektrische Feldstärke bei wachsender Sperrspannung stark ansteigt. Da die zulässige elektrische Feldstärke auch in einem Halbleiterkristall begrenzt ist, folgt hieraus unmittelbar eine obere Grenze für die zulässige Sperrspannung an einer Diode. Wird diese im praktischen Betrieb überschritten, werden in stark dotierten schmalen PN-Übergängen schon bei relativ niedrigen Sperrspannungen Elektronen durch elektrostatische Kräfte aus ihren Bindungen gerissen (*Zener-Effekt*). In schwächer dotierten PN-Übergängen kommt es dagegen bevorzugt wegen der breiteren Übergangszone bei höheren Sperrspannungen zu einer starken Beschleunigung der Ladungsträger, wodurch durch Zusammenstöße Elektronen aus ihren Bindungen gerissen werden (*Lawinen-Effekt*). In beiden Fällen kommt es zu einem starken Ansteigen des Sperrstromes und damit letztlich zur Zerstörung der Diode infolge Durchbruchs.

Das statische Verhalten einer Halbleiterdiode wird durch ihre Strom-Spannungs-Kennlinie bestimmt, die sich unmittelbar aus den obigen Erläuterungen zum PN-Übergang erklären läßt. Es gilt die Kennliniengleichung

$$I_D = I_S \left[\exp \frac{U_D}{U_T} - 1 \right] \tag{3.2.-34}$$

mit

I_S Sättigungsstrom

$U_T = \frac{kT}{e}$ Temperaturspannung ($U_T(300\,K) \approx 26\,mV$).

Für die praktische Anwendung von Gl. (3.2.-34) sind folgende Näherungen üblich:
Durchlaßbetrieb ($U_{FD} \gg U_T$)

$$I_{FD} = I_S \exp \frac{U_{FD}}{U_T} \tag{3.2.-35}$$

Sperrbetrieb ($|U_{RD}| \gg U_T$)

$$I_{RD} = -I_S \,. \tag{3.2.-36}$$

Die Parameter für Durchlaß(Fluß-)- und Sperr(Rückwärts-)-Betrieb sind durch die zusätzlichen Indizes „F" bzw. „R" gekennzeichnet. Zu beachten ist, daß Gl. (3.2.-35) erst für Flußspannungen oberhalb der Diffusionsspannung des jeweiligen Halbleitermaterials Gültigkeit besitzt. Desweiteren muß berücksichtigt werden, daß auch die Sättigungsströme vom Halbleitermaterial abhängig sind. Daraus resultieren die typischen im Bild 3.2.-23 dargestellten Unterschiede in den statischen Strom-Spannungs-Kennlinien von Germanium- und Silizium-dioden.

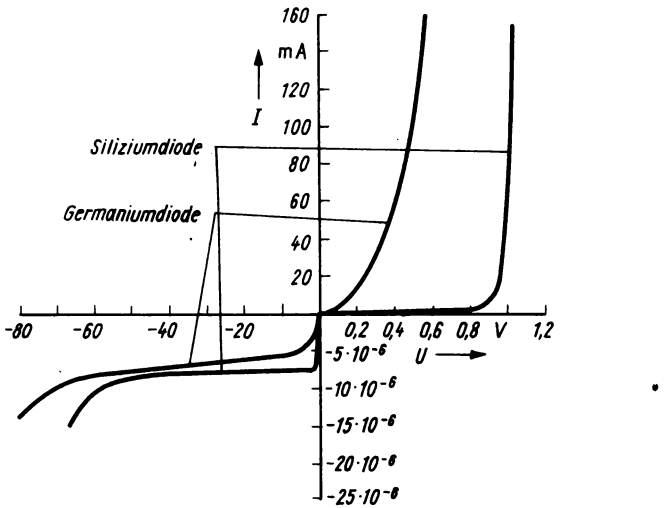


Bild 3.2.-23. Typische statische Kennlinien von Halbleiterdioden kleiner Leistung
– Vergleich zwischen Germanium- und Siliziumdioden –
– Streubereiche und unterschiedliche Achsmaßstäbe beachten
– Bei der Sperrkennlinie der Germaniumdiode sind die Stromwerte mit dem Faktor 10^3 zu multiplizieren.

In den meisten Anwendungsfällen von Halbleiterdioden ist es nicht notwendig, von der relativ schwierig zu handhabenden exakten Form der nichtlinearen Kennlinie auszugehen. Häufig werden Ersatzschaltungen und mathematische Modelle benutzt, die das Betriebsverhalten im jeweiligen Gültigkeitsbereich hinreichend genau wiedergeben. Grundelement aller dieser Ersatzschaltungen ist die ideale Diode; sie besitzt weder einen Spannungsabfall in Flußrichtung noch einen Sperrstrom. Bezüglich weiterer Erläuterungen zu dieser Problematik muß auf die einschlägige Literatur verwiesen werden.

Die Temperaturabhängigkeit von Halbleiterdioden wird aus Zweckmäßigkeitsgründen für den Durchlaß- und Sperrbereich getrennt betrachtet. Für den Durchlaßbereich ist infolge verstärkter thermischer Paarerzeugung bei erhöhter Temperatur ein mit wachsender Temperatur sinkender Spannungsabfall zu erwarten. Es gilt

$$U_{FD}(\vartheta) = U_{FD}(\vartheta_0)\,[1 + TK_D\,(\vartheta - \vartheta_0)] \tag{3.2.-37}$$

mit

$$TK_D U_{FD}\,(\vartheta_0) = TK_D^* \approx -2\text{mV}\,(°\text{C})^{-1} = \text{konst.}\,, \tag{3.2.-38}$$

d. h., die Temperaturabhängigkeit der Flußspannung ist unabhängig vom Halbleitermaterial näherungsweise konstant. Für den Sperrbereich ist bei erhöhter Temperatur infolge wachsender thermischer Paarerzeugung ein Ansteigen des Sperrstromes zu erwarten. Es gilt

$$I_{RD}(\vartheta) = I_{RD}(\vartheta_0)\,\exp\,[TK_I\,(\vartheta - \vartheta_0)]\,. \tag{3.2.-39}$$

Die Größenordnung der Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes wird deutlich, wenn aus Gl. (3.2.-39) die Verdopplungstemperatur berechnet wird; man erhält

$$\vartheta_{dopp} = \frac{\ln 2}{TK_I} \approx \frac{0{,}7}{0{,}07(°\text{C})^{-1}} = 10°\text{C}\,. \tag{3.2.-40}$$

Dieser Wert gilt für alle Halbleiterdioden als Richtwert. Die starke Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes von PN-Übergängen ist einer der Hauptgründe, weswegen in Schaltungen mit Halbleiterbauelementen den Fragen der thermischen Stabilität größte Aufmerksamkeit geschenkt werden muß. Es kommt dabei stets darauf an, daß die zugeführte Wärmeleistung (bei Halbleiterdioden meist ausschließlich vom Durchlaßstrom verursacht) immer kleiner als die bei einer maximalen Umgebungstemperatur und gegebenen Kühlbedingungen an die Umgebung abgebbare Wärmeleistung bleibt. Wird dies nicht eingehalten, erhitzt sich der PN-Übergang über den materialabhängigen zulässigen Wert hinaus, und es kommt zur Zerstörung der Diode.

Das Schaltverhalten von Halbleiterdioden ist dadurch gekennzeichnet, daß bei Umsteuerung von Durchlaß (EIN-Zustand) in den Sperrbereich (AUS-Zustand) und umgekehrt stets Ladungsträger aus der Übergangszone heraus- bzw. in diese hineingebracht werden müssen. Diese Transportvorgänge können sich nicht schlagartig vollziehen, sind also immer mit gewissen Trägheiten verbunden. Die Durchlaßträgheit beim Herstellen des EIN-Zustandes ist in den meisten praktischen Fällen gegenüber der Sperrträgheit beim Herstellen des AUS-Zustandes vernachlässigbar.

Die Sperrträgheit resultiert daraus, daß die die Übergangszone im Durchlaßbetrieb überschwemmenden Minoritätsträger erst wieder aus dieser abgesaugt werden müssen, bevor der PN-Übergang hochohmig werden und eine Sperrspannung aufnehmen kann. Das bedeutet, daß bei Umpolen der äußeren Spannung an der Diode zunächst ein sehr hoher Strom infolge der noch gespeicherten Minoritäts-Ladungsträger fließt. Dieser Strom „räumt die Übergangszone aus"; danach ist die Speicherzeit zu Ende, der Strom fällt ab (Abfallzeit) und die Sperrspannung steigt an. Bild 3.2.-24 verdeutlicht anhand der dargestellten Zeitverläufe die Sperrträgheit von Dioden.

Halbleiterdioden werden je nach Verlustleistung, geplantem Einbau, Umgebungstemperaturbereich, hochfrequenztechnischen Erfordernissen usw. in verschiedenen genormten Gehäusearten und -formen angeboten. Entsprechend dem Leistungsbereich dominieren folgende Gehäusevarianten:

1. Dioden für kleine Leistungen
   - Allglasgehäuse mit Anschlußdrähten
   - Miniplastgehäuse mit Anschlußstiften
2. Dioden für mittlere Leistungen
   - Kunststoffgehäuse mit Anschlußdrähten
   - Metall-Glas-Gehäuse mit Anschlußdrähten
   - Metall-Glas-Gehäuse mit einseitigem Schraubanschluß
   - Metall-Glas-Gehäuse zum Einpressen
3. Dioden für große Leistungen
   - Metall-Glas-Gehäuse mit Flachboden
   - Scheibendioden

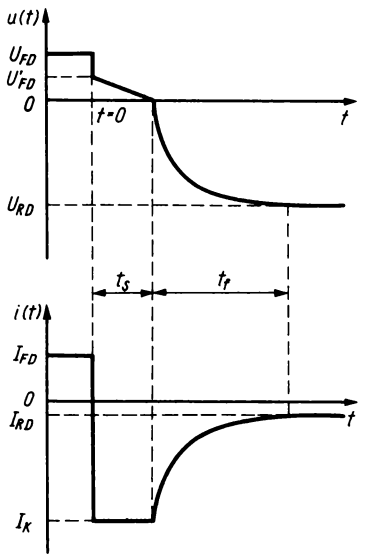


Bild 3.2.-24
Zeitverlauf von Spannung und Strom an einer Diode beim Übergang von Durchlaß- in Sperrichtung
– vereinfachte Darstellung –

Bei Metall-Glas-Gehäusen können sowohl die Katode als auch die Anode mit dem Gehäuse verbunden und die jeweils andere Elektrode mittels isolierender Glasdurchführung herausgeführt sein; bevorzugt wird die Variante mit Gehäuseanschluß der Katode. Die Kennzeichnung der Anschlüsse erfolgt üblicherweise durch Aufdruck des Schaltsymbols oder durch einen Farbring am katodenseitigen Anschluß. Die Kennzeichnung von Halbleiterdioden erfolgt durch zwei, gegebenenfalls drei Buchstaben und die Typnummer; es bedeuten:

Erster Buchstabe: Ausgangsmaterial: G Germanium
S Silizium
V Verbundhalbleiter

Zweiter Buchstabe:	Funktionsprinzip:	A	Diode allgemein
		Y	Gleichrichterdiode
		Z	Z-Diode
Dritter Buchstabe:	Anwendungsgebiet:	ohne	allgemeine Anwendung
		L,M	Mehrfachdiode
		X,Y,Z	industrielle Anwendung

Die Typnummer bezeichnet Typenreihen und zum Teil wichtige Bauelementeparameter.

Die Anwendungsmöglichkeiten von Gleichrichter- und Schaltdioden sind so vielgestaltig, daß eine Beschränkung auf solche grundsätzlichen Probleme wie Einbau- und Lötvorschriften sowie Reihen- und Parallelschaltung erfolgen muß.

Halbleiterdioden sind durch ihre Gehäuse hermetisch verschlossen. Sie müssen trotzdem vor Wasser geschützt und nötigenfalls bei Verschmutzung gereinigt werden, um die Sperrfähigkeit während des Betriebes zu gewährleisten. Weiterhin ist ein Schutz vor zu starker Stoßbelastung erforderlich. Bei der Montage dürfen die Dioden nicht außerhalb eines evtl. vorhandenen Sechskantes mit Werkzeugen gefaßt bzw. eingespannt werden. Jede unnötige Belastung der Anschlußdrähte ist zu vermeiden; ein Abbiegen unmittelbar am Gehäuse ist unzulässig.

Die Einbaulage von Halbleiterdioden ist prinzipiell beliebig, richtet sich aber meist nach den günstigsten Kühlbedingungen. Die Montage von Dioden kleiner Leistung erfolgt üblicherweise frei hängend, stehend oder liegend auf Leiterplatten. Beim Löten der Anschlußdrähte sind die maximal zulässige Löttemperatur und Lötzeit einzuhalten. Lötkolben sind zu erden und für rasche Wärmeabfuhr ist Sorge zu tragen. Dioden für mittlere und größere Leistungen werden meist auf Kühlblechen bzw. Kühlkörpern montiert. Dabei sind die speziellen Hinweise der Hersteller zu beachten, insbesondere sind die zulässigen Anzugsmomente einzuhalten.

Die Reihen- und Parallelschaltung von Halbleiterdioden wird dort angewandt, wo das konkrete Problem mit Einzelelementen nicht lösbar ist. Solche Notwendigkeiten können in Gleichrichtern für sehr hohe Spannungen und große Leistungen entstehen.

Überschreitet die in der Schaltung mögliche maximale Sperrspannung den für eine Einzeldiode zulässigen Wert, ist die Reihenschaltung mehrerer Dioden erforderlich. Dabei errechnet sich die Anzahl der erforderlichen Dioden aus

$$n = \frac{U_{\mathrm{RDges\,max}}}{U_{\mathrm{RDzul}}}, \tag{3.2.-41}$$

wobei stets auf einen ganzzahligen Wert $n \geqq 2$ aufzurunden ist.

Aufgrund unterschiedlicher Sperrkennlinien (Exemplarstreuungen) ergibt sich eine ungleichmäßige Aufteilung der Gesamtspannung, was durch Parallelschalten hochohmiger Widerstände ausgeglichen wird; diese sollten gemäß

$$R_{\mathrm{P}} \leqq 0{,}1\, R_{\mathrm{RD}} \tag{3.2.-42}$$

bemessen werden. Bild 3.2.-25 zeigt die Reihenschaltung von Halbleiterdioden mit Parallelwiderständen.

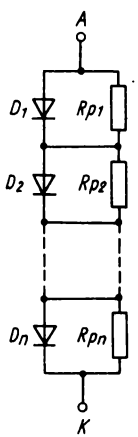
Überschreitet der in der Schaltung mögliche maximale Durchlaßstrom den für eine einzelne Diode zulässigen Grenzwert, ist die Parallelschaltung mehrerer

Dioden erforderlich. Dabei errechnet sich die Anzahl der benötigten Dioden aus

$$n = \frac{I_{FDges\,max}}{I_{FDzul}}, \qquad (3.2.\text{-}43)$$

wobei auch hier stets auf einen ganzzahligen Wert $n \geqq 2$ aufzurunden ist.

Aufgrund der unterschiedlichen Durchlaßkennlinien (Exemplarstreuungen) ergibt sich jetzt eine ungleichmäßige Aufteilung des Gesamtstromes, was durch Reihenschaltung niederohmiger Widerstände ausgeglichen wird (etwa gleicher Spannungsabfall wie an der Diode bei Nennstrom). Bild 3.2.-26 zeigt die Parallelschaltung von Halbleiterdioden mit Serien-Widerständen.



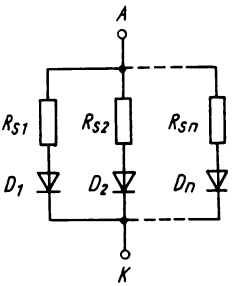


Bild 3.2.-26
Parallelschaltung von Halbleiterdioden mit Serienwiderständen zur gleichmäßigen Aufteilung der Flußströme

Bild 3.2.-25. Reihenschaltung von Halbleiterdioden mit Parallelwiderständen zur gleichmäßigen Aufteilung der Sperrspannung

Die Erläuterungen zeigten, daß sowohl bei Reihen- als auch bei Parallelschaltung von Dioden eine Verschlechterung der Parameter Spannungsabfall in Flußrichtung sowie Sperrstrom der „Ersatzdiode" auftritt. Man wendet deshalb im konkreten Fall diese Maßnahmen nur in notwendigen Fällen an. Die auftretenden Probleme sind jedoch von allgemeiner und grundlegender Bedeutung und sollten an diesem einfachen Beispiel verständlich erläutert werden.

3.2.2.2.2. Sonderformen von Dioden

Es gibt in der Praxis eine sehr breite Palette von Sonderformen von Halbleiterdioden; hier sollen nur die in der Automatisierungstechnik besonders wichtigen Z-Dioden, Fotodioden und Lumineszenzdioden kurz vorgestellt werden.

Z-Dioden. Z-Dioden sind Siliziumdioden, die sich von den erläuterten Gleichrichter- und Schaltdioden lediglich dadurch unterscheiden, daß in der statischen Strom-Spannungs-Kennlinie neben dem Durchlaß- und Sperrbereich ein spezielles Durchbruchsgebiet vorhanden ist (Bild 3.2.-27). Dieses Durchbruchsgebiet wird bei der Herstellung durch gezielte Dotierung und somit Ausnutzung des Zener- bzw. Lawinen-Effekts erzeugt. Z-Dioden verhalten sich folglich bei Betrieb

im Durchlaß- und Sperrbereich in allen Belangen wie einfache Siliziumdioden. Überschreitet die Sperrspannung jedoch einen bestimmten typen- bzw. exemplarabhängigen Wert, die Durchbruchsspannung U_{Z0}, wird die Z-Diode ins Durchbruchsgebiet gesteuert. Hier ist der differentielle Widerstand weitgehend konstant und sehr niedrig. In diesem Bereich befindet sich in der Mehrzahl der Anwendungsfälle der Arbeitspunkt der Z-Diode. Innerhalb dieses Arbeitsbereiches gilt

$$U_Z = U_{Z0} + r_Z I_Z \,. \tag{3.2.-44}$$

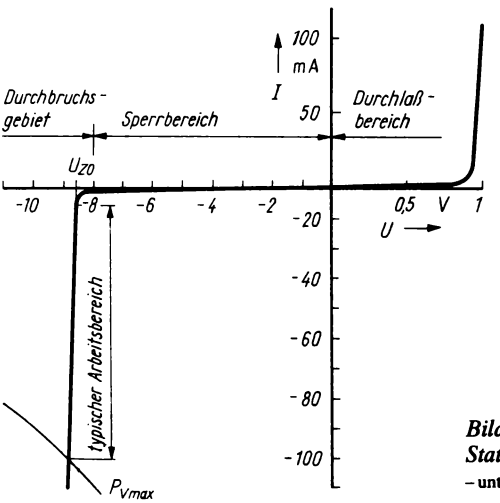


Bild 3.2.-27
Statische Kennlinie einer typischen Z-Diode
– unterschiedliche Achsmaßstäbe beachten –

Die Durchbruchsspannung wird im wesentlichen durch die Herstellungstechnologie bestimmt. Üblicherweise werden Z-Dioden für einen Bereich der Durchbruchsspannung von etwa (5 ... 25)V (Abstufung der Nennwerte auf der Grundlage der Internationalen E-Reihe) gefertigt, da sich dort die besten Eigenschaften für den praktischen Einsatz ergeben. Neben der Durchbruchsspannung ist der differentielle Widerstand im Durchbruchsgebiet einschließlich seiner Abhängigkeit von der Durchbruchsspannung von Bedeutung; Bild 3.2.-28 zeigt typische Verhältnisse. Man erkennt, daß dort, wo der bei niedrigen Durchbruchsspannungen dominierende Zener-Effekt und der bei höheren Spannungen dominierende Lawinen-Effekt gemeinsam wirken, erwartungsgemäß ein Minimum beim differentiellen Widerstand auftritt.

Die Temperaturabhängigkeit von Z-Dioden im Durchbruchsgebiet wird in Analogie zu Gl. (3.2.-37) durch

$$U_Z(\vartheta) = U_Z(\vartheta_0)\,[1 + TK_Z\,(\vartheta - \vartheta_0)] \tag{3.2.-45}$$

beschrieben. Infolge des negativen Temperaturkoeffizienten des Zener-Effekts und des positiven beim Lawinen-Effekt ergibt sich folgerichtig die im Bild 3.2.-29 dargestellte Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten von der Durchbruchsspannung. Man erkennt insgesamt, daß Z-Dioden mit Durchbruchsspannungen von etwa (6 ... 8)V die günstigsten technischen Parameter aufweisen. Die Gren-

zen des Aussteuerbereiches von Z-Dioden im Durchbruchsgebiet werden von der Durchbruchsspannung und der bei gegebenen Kühlbedingungen maximal zulässigen Verlustleistung, die nicht überschritten werden darf, bestimmt.

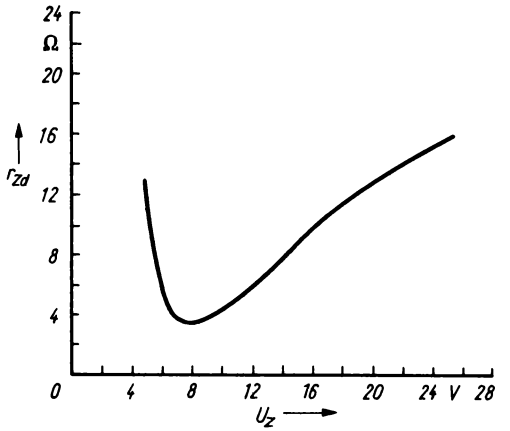


Bild 3.2.-28
Typische Abhängigkeit des dynamischen differentiellen Widerstandes von der Durchsbruchspannung
– Stromabhängigkeit und Streubereiche beachten –

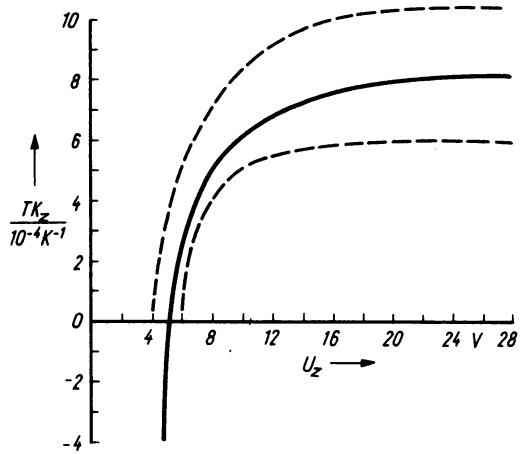


Bild 3.2.-29
Typische Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten von der Durchbruchsspannung
– Streubereich beachten –

Fotodioden. Fotodioden sind bevorzugt Siliziumdioden, bei denen durch Lichteinfall (Energiezufuhr) zusätzliche Ladungsträger (Paarbildung durch inneren fotoelektrischen Effekt) erzeugt werden, die für den Stromfluß zur Verfügung stehen. Diese Ladungsträger-Paare erhöhen den Sperrstrom der Diode, sind aber für den Betrieb in Flußrichtung faktisch bedeutungslos. Der Betrieb von Fotodioden als Lichtempfänger erfolgt deshalb im dritten Quadranten des im Bild 3.2.-30 dargestellten typischen Kennlinienfeldes (Bei Betrieb im vierten Quadranten arbeitet die Fotodiode als aktives Fotoelement.). Fotodioden werden konstruktiv so gestaltet, daß das Licht entweder senkrecht oder parallel zum PN-Übergang eingestrahlt wird. Durch Gestaltung des Glasgehäuses in Linsenform kann das Licht gebündelt werden. Ihre Hauptanwendungsgebiete sind weitgehend mit de-

nen von Fotowiderständen identisch. Zu beachten sind jedoch die vergleichsweise geringere Lichtempfindlichkeit, die breitere spektrale Empfindlichkeit und die wesentlich geringeren lichtelektrischen Trägheiten von Fotodioden.

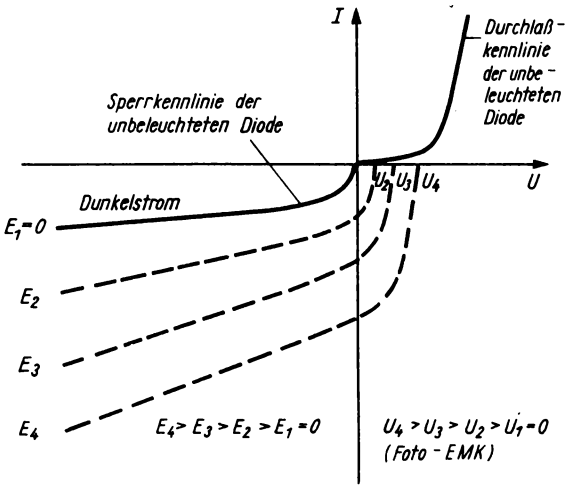


Bild 3.2.-30. Typische statische Strom-Spannungs-Kennlinien von Fotodioden mit der Beleuchtungsstärke als Parameter
– Streubereiche und unterschiedliche Achsmeßstäbe beachten

Lichtemitterdioden. Lichtemitterdioden (LED) bzw. Lumineszenzdioden werden auf der Basis von Verbundhalbleitern (III-V-Verbindungen, häufig GaAs) hergestellt. Hieraus resultiert die vom Bild 3.2.-23 wesentlich abweichende statische Strom-Spannungs-Kennlinie nach Bild 3.2.-31. Der normale Betrieb erfolgt in Flußrichtung (das Sperrvermögen kann praktisch nicht genutzt werden), wobei elektrische Energie in Lichtenergie umgewandelt wird. Dies geschieht dadurch, daß die Rekombinationsenergie je nach speziellem Ausgangsmaterial als Infra-

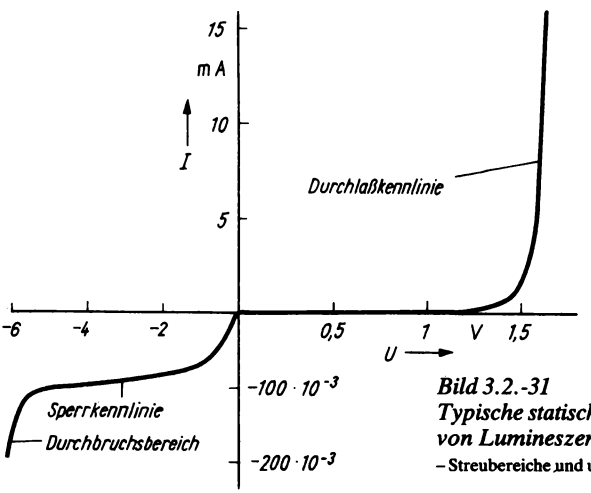


Bild 3.2.-31
Typische statische Strom-Spannungs-Kennlinie von Lumineszenzdioden (rot)
– Streubereiche und unterschiedliche Achsmaßstäbe beachten

rotstrahlung, als sichtbares Licht (verschiedene Halbleitermaterialien für verschiedene Wellenlängen bzw. Farben) oder auch als UV-Strahlung freigesetzt wird (Umkehr des inneren fotoelektrischen Effekts). Die Emission ist dabei dem Flußstrom weitgehend proportional.

Technisch ausgeführte Lichtemitterdioden sind meist mit einem kugelförmigen Harztropfen auf dem eigentlichen PN-Übergang versehen, der sowohl als Schutz als auch als Linse für das austretende Licht dient. Gegenüber Miniatur-Glühlampen haben sie einen niedrigeren Wirkungsgrad, vermeiden jedoch den störenden Einschaltstromstoß, benötigen nur eine niedrige Betriebsspannung, arbeiten praktisch trägheitslos und besitzen eine wesentlich höhere Lebensdauer und Zuverlässigkeit. Diese Vorzüge sichern für Lichtemitterdioden ein breites Anwendungsgebiet in der Automatisierungstechnik, vor allem als vielseitiges Anzeigemittel, aber auch in Verbindung mit Fotodioden als Lichtschranke, optoelektronisches Koppelelement usw.

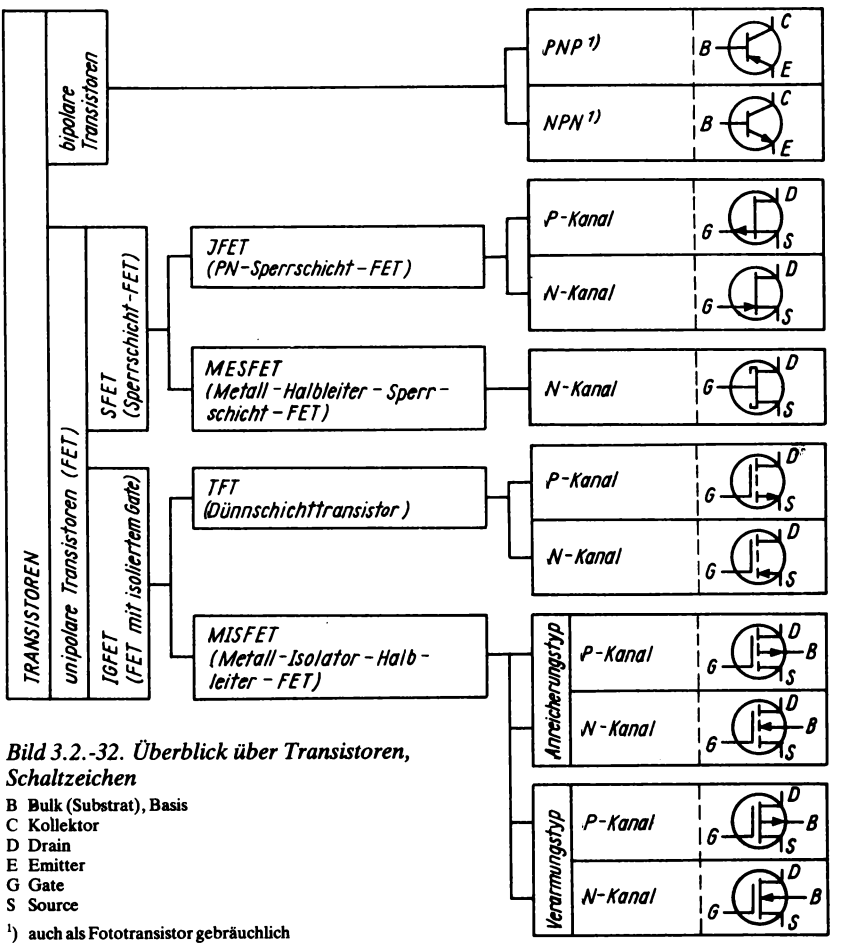


Bild 3.2.-32. Überblick über Transistoren, Schaltzeichen

B Bulk (Substrat), Basis
C Kollektor
D Drain
E Emitter
G Gate
S Source

[1]) auch als Fototransistor gebräuchlich

3.2.2.3. Transistoren

Transistoren sind elektronische Festkörperbauelemente mit PN- und Dichteübergängen; sie haben zwei PN-Übergänge und meist drei Anschlüsse. Ausgangsmaterial für die Herstellung ist heute fast ausschließlich Silizium, dessen

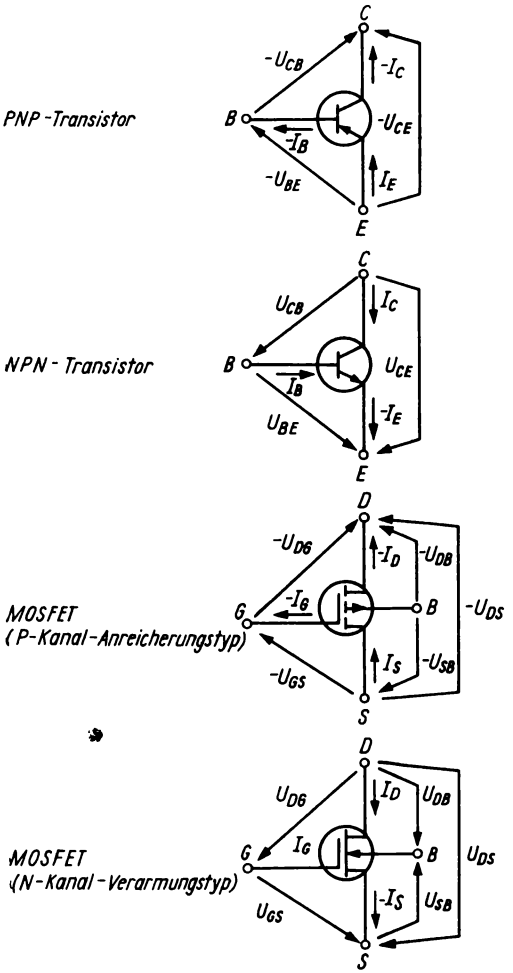


Bild 3.2.-33. Übliche Zählpfeilrichtungen für Ströme und Spannungen an Transistoren

Bemerkungen:

1. Die Festlegung der positiven Zählpfeilrichtung erfolgt (willkürlich) von Plus nach Minus.
2. Die Ströme werden mit dem Anschluß als Index gekennzeichnet, in dem der Strom fließt.
   Vorzeichen:
   positiv, wenn gemäß 1. Strom in das Bauelement hineinfließt.
   negativ, wenn gemäß 1. Strom aus dem Bauelement herausfließt.
   Es gilt somit immer $\Sigma I = 0$.
3. Spannungen werden mit den Anschlüssen als Index gekennzeichnet, zwischen denen sie auftreten. Das Vorzeichen ist positiv, wenn die positive Zählpfeilrichtung mit der Reihenfolge der Indizes übereinstimmt; ansonsten ist das Vorzeichen negativ.
   Es gilt somit immer $\Sigma U = 0$.

Grundeigenschaften bereits im Abschnitt 3.2.2.2. beschrieben wurden. Die wichtigsten Ausführungsformen sind *bipolare* und *unipolare* (Feldeffekt-) Transistoren. Eine weitergehende Übersicht einschließlich der Schaltzeichen zeigt Bild 3.2.-32. Alle dort aufgeführten Transistorarten, vor allem die bipolaren Transistoren, werden sehr vielfältig in der konventionellen Schaltungstechnik angewandt. Bipolare Transistoren und MOS-Feldeffekttransistoren sind darüber hinaus Grundelemente integrierter Schaltkreise. Je nach konkretem Anwendungsfall der Transistoren werden meist die Verstärkungs- und/oder Schalteigenschaften ausgenutzt.

Für die Berechnung von Transistorschaltungen sollen die im Bild 3.2.-33 gezeigten üblichen Zählpfeilrichtungen für Ströme und Spannungen vereinbart werden.

3.2.2.3.1. Bipolare Transistoren

Bipolare Transistoren werden – wie aus Bild 3.2.-32 zu erkennen – mit den Schichtfolgen NPN und PNP hergestellt. Da bei modernen Siliziumtransistoren vorwiegend aus technologischen Gründen die Schichtfolge NPN dominiert, wird diese den nachfolgenden Ausführungen zugrunde gelegt. Bei Vertauschung der Polarität aller Ströme und Spannungen sind die Aussagen auf PNP-Transistoren übertragbar. Damit werden alle praktisch wichtigen Fälle einschließlich derjenigen, wo aus technischen und ökonomischen Gründen Transistoren beider Schichtfolgen zur optimalen Lösung einer Aufgabe benötigt werden, erfaßt.

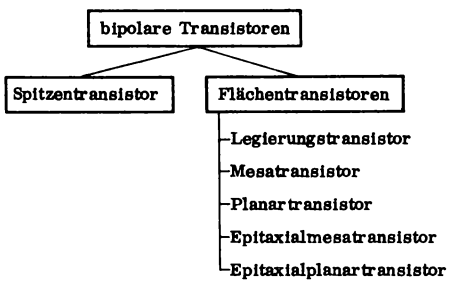


Bild 3.2.-34
Überblick über bipolare Transistoren, unterteilt nach wichtigen Herstellungstechnologien
Die rechte Spalte zeigt von oben nach unten die historische Entwicklung der Herstellungstechnologien in wesentlichen Schritten.

Für die Herstellung der Zonenfolge von Bipolartransistoren werden hauptsächlich die im Bild 3.2.-34 aufgeführten Basistechnologien genutzt; die Reihenfolge kennzeichnet die historische Entwicklung. Es werden eine N-leitende Kollektorzone, eine schwach dotierte, nur wenige µm breite P-leitende Basiszone und eine N-leitende Emitterzone unmittelbar aneinander angeordnet (vgl. vereinfachtes Stabmodell nach Bild 3.2.-35!); beide PN-Übergänge beeinflussen sich folglich gegenseitig. Unter Beachtung der Erläuterungen zum einfachen PN-Übergang erkennt man die Hochohmigkeit beider PN-Übergänge im stromlosen Zustand.

Im praktischen Betrieb von Bipolartransistoren können die PN-Übergänge bzw. Dioden leitend und/oder gesperrt sein; Bild 3.2.-36 zeigt eine Übersicht über die verschiedenen Möglichkeiten mit zugeordneten Betriebsarten einschließlich der Hauptanwendungsgebiete. Zur Erläuterung der Wirkungsweise von Bipolartransistoren soll der normale Verstärkerbetrieb vorausgesetzt werden.

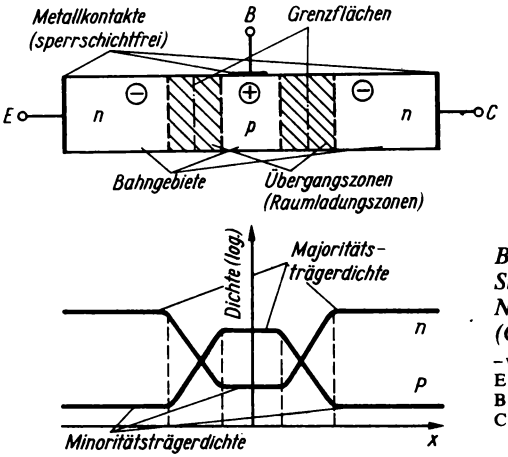


Bild 3.2.-35
Stabmodell eines bipolaren NPN-Transistors im stromlosen Zustand (Gleichgewichtszustand)
– vereinfachte Darstellung –
E Emitter
B Basis
C Kollektor

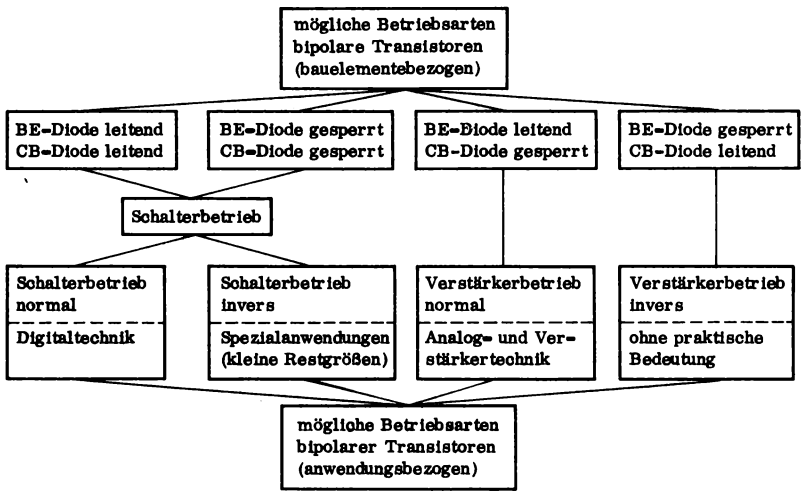


Bild 3.2.-36. Übersicht über die Betriebsarten bipolarer Transistoren

Im normalen Verstärkerbetrieb wird die Übergangszone zwischen Emitter und Basis mit freien Ladungsträgern überschwemmt, d. h., daß im Basisraum die Minoritätsträgerdichte (Elektronen aus dem N-leitenden Emitter) stark anwächst. Wegen des schwach dotierten sehr schmalen Basisgebietes rekombiniert dort nur ein verschwindend geringer Teil der Minoritätsträger und bildet den Basisrekombinationsstrom. Dieser Strom und der Löcherdurchlaßstrom der Emitter-Basis-Diode sowie der Löchersperrstrom der Kollektor-Basis-Diode bilden gemeinsam den Basisstrom des Bipolartransistors. Der weitaus überwiegende vom Emitter in den Basisraum „emittierte" Teil (etwa 99 %) der Minoritätsträger diffundiert in der sehr schmalen Basis bis in die Nähe der Kollektorgrenzschicht und wird vom dort anliegenden elektrischen Feld in den Kollektor abgesaugt. Diese Elektronen

rekombinieren im Kollektorgebiet und bilden mit dem schon zitierten Löcher-Sperrstrom den Kollektorstrom. Entscheidende Stromkomponenten des Bipolartransistors sind folglich, wie die bisherigen Erläuterungen zeigten, der Elektronenstrom aus dem Emitter in die Basis, der Basis-Rekombinationsstrom und der Kollektorrekombinationsstrom (Beim PNP-Transistor sind sämtliche Ladungsträgerarten zu vertauschen!); das Entstehen und Zusammenwirken dieser Ströme (Steuerbarkeit des Bipolartransistors über die Dichte der Minoritätsträger im Basisraum) kann als eigentlicher Transistoreffekt bezeichnet werden. Im Bild 3.2.-37 wird dieses Verhalten nochmals anschaulich verdeutlicht.

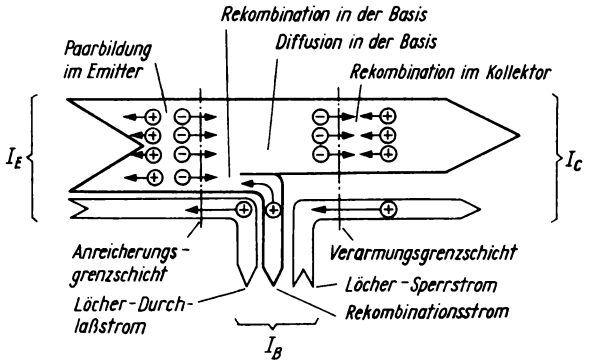


Bild 3.2.-37. Stromkomponenten eines bipolaren NPN-Transistors im normalen Verstärkerbetrieb

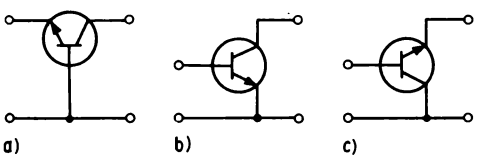


Bild 3.2.-38
Grundschaltungen bipolarer Transistoren (NPN-Transistor)
a Basisschaltung
b Emitterschaltung
c Kollektorschaltung

Bei praktisch realisierten Transistorschaltungen treten stets zwei Eingangs- und zwei Ausgangsanschlüsse auf. Da der Transistor jedoch nur drei Anschlüsse besitzt, wird jeweils einer für Ein- und Ausgang gemeinsam benutzt. Je nachdem, welcher Anschluß zweifach genutzt wird, unterscheidet man Basis-, Emitter- und Kollektorschaltung (vgl. Bild 3.2.-38!). Nachfolgend sollen die Erläuterungen an der in der Praxis dominierenden Emitterschaltung erfolgen.

Gemäß Bild 3.2.-33 und unter Beachtung der oben geschilderten Wirkungsweise gilt für Bipolartransistoren der Zusammenhang

$$I_E + I_B + I_C = 0 \,. \tag{3.2.-46}$$

Im Falle der Emitterschaltung ist der sehr kleine Basisstrom Eingangs- und der vergleichsweise sehr große Kollektorstrom Ausgangsstrom. Das Verhältnis dieser beiden Ströme wird als Stromverstärkung bezeichnet; es gilt

$$B = \frac{I_C}{I_B} \,. \tag{3.2.-47}$$

Tafel 3.2.-5. Stromverstärkungsgruppen von Bipolartransistoren

Bemerkungen:

1. Bei Ge-Transistoren fallen die Stromverstärkungsgruppen E und F praktisch nicht an.

2. Nicht alle Stromverstärkungsgruppen sind bei allen Transistortypen vorhanden.

3. Die genannte Stromverstärkung gilt nur für einen bestimmten Arbeitspunkt, der bei den einzelnen Transistortypen unterschiedlich festgelegt ist.

4. Die angegebenen Zahlenwerte beinhalten überlicherweise eine Sortiertoleranz von maximal 10 %.

5. Im Laufe der Betriebszeit ist mit einem Abfall der Stromverstärkung um 10 % infolge Alterung zu rechnen.

Stromverstärkungsgruppe	Ausgangsmaterial Germanium	Silizium
A	h_{21E} = 18 ... 35	h_{21E} = 18 ... 35
B	h_{21E} = 28 ... 56	h_{21E} = 28 ... 71
C	h_{21E} = 45 ... 90	h_{21E} = 56 ... 140
D	h_{21E} = 71 ... 140	h_{21E} = 112 ... 280
E		h_{21E} = 224 ... 560
F		h_{21E} = 450 ... 1120

Der Parameter Stromverstärkung ist fertigungsbedingt großen Exemplarstreuungen unterworfen; der Hersteller nimmt deshalb eine Gruppeneinteilung vor, die durch Buchstaben hinter der Typnummer gekennzeichet wird (Tafel 3.2.-5).

Setzt man in Rechnung, daß der Strom I_B über den niedrigen Flußwiderstand der Emitter-Basis-Diode fließt, der hohe Strom I_C jedoch über den großen Widerstand der Kollektor-Basis-Diode, so läßt sich mit Gl. (3.2.-47) sehr leicht die große Spannungsverstärkung des Bipolartransistors in Emitterschaltung erkennen. Das Produkt aus Strom- und Spannungsverstärkung ergibt die Leistungsverstärkung.

Die Erläuterungen zeigen, daß für das statische Verhalten des Bipolartransistors die Spannungen und Ströme an Ein- und Ausgang von Bedeutung sind.

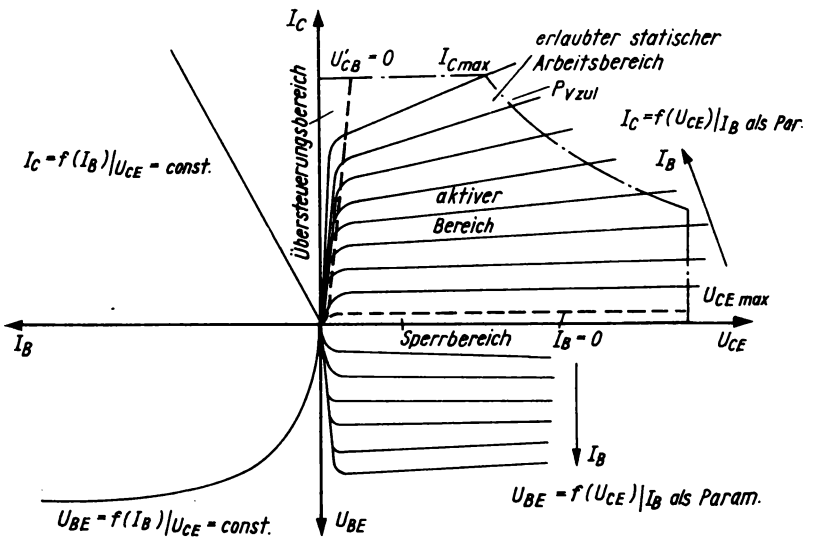


Bild 3.2.-39. Kennlinienfeld eines bipolaren NPN-Transistors in Emitterschaltung

Diese Zusammenhänge werden für die drei Grundschaltungen in zugeordneten Kennlinienfeldern angegeben; für den Fall der Emitterschaltung ist ein solches Kennlinienfeld im Bild 3.2.-39 gezeigt. Es enthält das Ausgangskennlinienfeld (1. Quadrant), das Übertragungskennlinienfeld (2. Quadrant, vgl. Gl. (3.2.-47)!), das Eingangskennlinienfeld (3. Quadrant, vgl. Diodenkennlinie!) und das Rückwirkungskennlinienfeld (4. Quadrant). Besonders wichtig ist das Ausgangskennlinienfeld; das Rückwirkungskennlinienfeld ist meist praktisch bedeutungslos.

Das Ausgangskennlinienfeld enthält neben dem aktiven Bereich den Übersteuerungs- und den Sperrbereich; die letztgenannten Bereiche sind für den Schalterbetrieb wichtig. Als Grenzen des erlaubten Arbeitsbereiches sind der maximal zulässige Kollektorstrom, die maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung und die unter Beachtung der konkreten Kühlbedingungen maximal zulässige Verlustleistung angegeben.

Auch für den Bipolartransistor sind eine Vielzahl von Ersatzschaltbildern und mathematischen Modellen bekannt, die je nach konkretem Einsatz des Transistors zweckmäßig anzuwenden sind. Bezüglich weiterer Erläuterungen zu dieser Problematik muß auf die einschlägige Literatur verwiesen werden.

Die Temperaturabhängigkeit von Bipolartransistoren ist im wesentlichen auf die Temperaturabhängigkeit der Flußspannung der Emitter-Basis-Diode (vgl. Gln. (3.2.-37) und (3.2.-38)!) und des Kollektor-Basis-Reststromes (vgl. Gln. (3.2.-39) und (3.2.-40)!) beschränkt. Hinzu kommt die Temperaturabhängigkeit des Kollektor-Emitter-Reststromes (näherungsweise Kollektor-Basis-Reststrom, multipliziert mit der Stromverstärkung), für die ebenfalls die Gln. (3.2.-39) und (3.2.-40) gelten; zu beachten ist der wesentlich größere Stromwert.

Das Schaltverhalten von Bipolartransistoren ist wie bei einfachen PN-Übergängen bzw. Dioden dadurch gekennzeichnet, daß bei der Umsteuerung aus dem Sperrbereich (AUS-Zustand) in den Übersteuerungsbereich (EIN-Zustand) und umgekehrt stets Ladungsträger transportiert werden müssen. Wegen der Minoritätsträgersteuerung von Bipolartransistoren (vgl. oben!) ist die Konzentration der Minoritätsträger im Basisraum von entscheidender Bedeutung. Da sich diese wegen der Transportvorgänge nicht schlagartig ändern kann, sind Umschaltvorgänge stets mit Trägheiten gekoppelt; Bild 3.2.-40 zeigt in vereinfachter Form die Zeitverläufe der Ströme beim Ein- und Ausschalten von Bipolartransistoren in Emitterschaltung sowie die Definition der einzelnen Schaltzeiten.

Die Einschaltträgheit beim Herstellen des EIN-Zustandes beruht darauf, daß zuerst in einer meist vernachlässigbaren Einschaltverzögerungszeit t_d die „Kapazität" der Emitter-Basis-Strecke aufgeladen werden muß. Danach beginnt die Diffusion der Minoritätsträger in den Basisraum, was mit einem Anstieg des Kollektorstromes während der Anstiegszeit t_r verbunden ist. Wird im eingeschalteten Zustand ein höherer Basisstrom I_{BX} eingespeist, als für einen Kollektorstrom an der Übersteuerungsgrenze (entspricht $I_{BX\ddot{u}}$ bzw. $U'_{CB} = 0$ im Bild 3.2.-39) erforderlich wäre, so wird der Transistor in den Übersteuerungsbereich gesteuert. Der Grad dieser Übersteuerung (Im Basisraum sind mehr Minoritätsladungsträger vorhanden, als zur Aufrechterhaltung des EIN-Zustandes erforderlich wären.) wird durch den Übersteuerungsfaktor

$$m = \frac{I_{BX}}{I_{BX\ddot{u}}} \tag{3.2.-48}$$

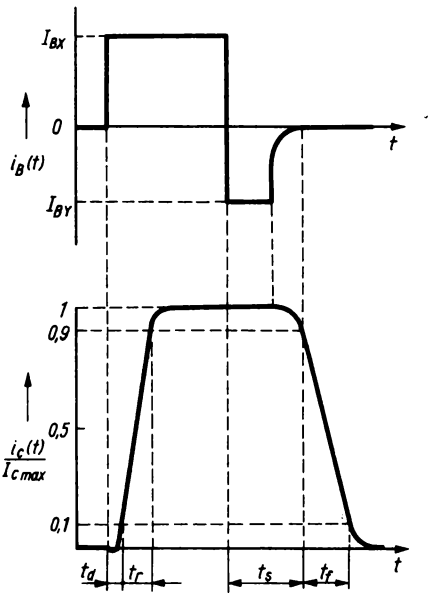


Bild 3.2.-40
Zeitverlauf von Strömen beim Ein- und Ausschalten von Bipolartransistoren
– vereinfachte Darstellung –

gekennzeichnet. Die Summe aus Einschaltverzögerungszeit und Anstiegszeit wird gemäß

$$t_e = t_d + t_r \tag{3.2.-49}$$

als Einschaltzeit bezeichnet.

Wird nun die äußere Spannung an der Basis-Emitter-Strecke umgepolt, tritt bezüglich des Basisstromes die von einfachen PN-Übergängen her bekannte Sperrträgheit auf. Dieser Basis-Ausräumstrom muß erst die Überschußladung von Minoritätsträgern im Basisraum abbauen, bevor der Kollektorstrom zu sinken beginnt. Die dafür erforderliche Zeit heißt Speicherzeit t_s. Erst wenn die Minoritätsträgerkonzentration im Basisraum auf einen Wert gesunken ist, der etwa der Übersteuerungsgrenze im Kennlinienfeld entspricht, beginnt der Kollektorstrom während der Abfallzeit t_f bis auf seinen Reststrom zu sinken. Die Summe aus Speicher- und Abfallzeit wird gemäß

$$t_a = t_s + t_f \tag{3.2.-50}$$

als Ausschaltzeit bezeichnet.

Die hohe mögliche Schalthäufigkeit aufgrund sehr niedriger Schaltzeiten, der Wegfall der bei mechanischen Kontakten üblichen Prellerscheinungen, der geringe Raum- und Leistungsbedarf, vor allen aber sein niedriger Preis weisen den Transistor als ideales Schalterbauelement aus, das trotz seiner geringen Restspannung im EIN-Zustand bzw. seines geringen Reststromes im AUS-Zustand bekannten mechanischen Schaltern in vielerlei Hinsicht weit überlegen ist.

Bipolare Transistoren werden je nach Verlustleistung, geplantem Einbau, Umgebungstemperaturbereich, hochfrequenztechnischen Erfordernissen usw. in verschiedenen genormten Gehäusearten und -formen angeboten. Es dominieren

preisgünstige Miniplastgehäuse mit Anschlußstiften, Metall-Glas-Gehäuse mit Anschlußdrähten und Metall-Glas-Gehäuse mit Flachboden (üblicherweise mit Kollektoranschluß am Gehäuse).

Die Kennzeichnung von Bipolartransistoren erfolgt in der DDR durch zwei, gegebenenfalls drei Buchstaben und die Typnummer; es bedeuten:

Erster Buchstabe:
Ausgangsmaterial G Germanium
S Silizium

Zweiter Buchstabe:
Funktionsprinzip, Anwendungsbereich
C NF-Transistor
D NF-Leistungstransistor
F HF-Transistor
L HF-Leistungstransistor
P Fototransistor
S Schalttransistor
U Leistungs-Schalttransistor

Dritter Buchstabe:
Anwendungsgebiet
ohne allgemeine Anwendungen
X,Y,Z professionelle Anwendung

Die Anwendungsmöglichkeiten von Bipolartransistoren beruhen meist auf Ausnutzung der Verstärkungs- und/oder Schalteigenschaften. Sie sind äußerst vielgestaltig und ergeben sich aus den weiteren Ausführungen, insbesondere zu Funktionselementen der Automatisierungstechnik, in diesem Buch.

Bezüglich der Montage- und Lötvorschriften gelten sinngemäß die für Halbleiterdioden gemachten Ausführungen für Bipolartransistoren unter Beachtung spezieller Herstellerhinweise.

Fototransistoren

Fototransistoren sind bipolare Transistoren, meist mit der Schichtfolge NPN, bei denen der Basisanschluß üblicherweise nicht herausgeführt ist. Sie werden in Emitterschaltung oder Kollektorschaltung betrieben, wobei die Kollektor-Basis-Diode als lichtempfindliche Fotodiode wirkt. Bei Lichteinfall ändert sich folglich der Sperrstrom der Kollektor-Basis-Diode gemäß Bild 3.2.-30 mit der Beleuchtungsstärke. Dieser Strom wird entsprechend der Stromverstärkung des Transistors verstärkt. Im Ausgangskennlinienfeld des Fototransistors tritt also nicht der Basisstrom als Parameter auf, sondern die Beleuchtungsstärke (vgl. Bild 3.2.-39!).

Die bisherige Erläuterung zeigt, daß Fototransistoren etwa die gleiche spektrale Empfindlichkeit wie Fotodioden haben müssen, jedoch wegen der internen Verstärkung wesentlich empfindlicher sind. Die bei niedrigen Strömen stromabhängige Stromverstärkung bewirkt, daß die Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Beleuchtungsstärke weniger linear als die entsprechende Abhängigkeit von Fotodioden ist. Weiterhin ist zu beachten, daß sich bei einer bestimmten Beleuchtungsstärke bei verschiedenen Exemplaren von Fototransistoren unterschiedliche Fotoströme einstellen, die mit der ebenfalls toleranzbehafteten Stromverstärkung multipliziert werden, was große Exemplarstreuungen in der

Empfindlichkeit zur Folge hat. Fototransistoren werden deshalb vom Hersteller entsprechend ihrer Empfindlichkeit in Gruppen eingeteilt; die Kennzeichnung der Gruppen erfolgt üblicherweise durch einen Buchstaben hinter der Typnummer bzw. durch einen Farbring am Bauelement.

Die beschriebene Verstärkung im Fototransistor ist mit dem Transport von Minoritätsträgern in den Basisraum bzw. aus diesem heraus verbunden. Wegen der geringen Ströme kann dies nur relativ langsam erfolgen, was lichtelektrische Trägheiten zur Folge hat, die den Schaltzeiten nach Bild 3.2.-40 qualitativ entsprechen. Diese Schaltzeiten von Fototransistoren liegen zwischen denen von Fotowiderständen (langsamer) und Fotodioden (schneller). Nicht zuletzt diese Tatsache bestimmt in der Praxis den Einsatz von Fototransistoren.

3.2.2.3.2. Unipolare Transistoren

Unipolare Transistoren sind – wie aus Bild 3.2.-32 ersichtlich – als Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (PN-FET bzw. JGFET), Metall-Halbleiter-Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (MESFET), Dünnschichttransistoren (TFT) und Metall-Isolator-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MISFET) bekannt. Sperrschicht-Feldeffekttransistoren werden in der Hochfrequenztechnik angewandt, finden aber auch als Eingangsschaltung von Operationsverstärkern vor allem in jüngster Zeit breite Anwendung; sie können in diesem Rahmen ebenso wie die weniger bedeutungsvollen MESFET und TFT nicht besprochen werden.

Für die Automatisierungstechnik von besonderer Bedeutung sind MISFET, die meist in Form von Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFET) in integrierten Schaltungen der Digitaltechnik (z. B. in Mikrorechnerschaltkreisen) vielfache Anwendung finden, aber auch in diskreten Anordnungen genutzt werden. Sie haben, da sie erst mit der Beherrschung der Prozesse der Planar-Technologie, also etwa ein Jahrzehnt nach der Verfügbarkeit von Bipolartransistoren auf Legierungsbasis (vgl. Bild 3.2.-34!), wirtschaftlich herstellbar waren, aufgrund der wesentlich geringeren Anzahl der notwendigen Prozeßschritte bei der Herstellung und letztlich wegen des niedrigeren Preises Bipolartransistoren heute bereits aus vielen Anwendungsgebieten wieder verdrängt. Zum Verständnis des Betriebsverhaltens von MOSFET sollen nachfolgend in Analogie zum Bipolartransistor einige Ausführungen gemacht werden. Damit werden die Voraussetzungen zum Verständnis der Ein- und Ausgangsgrößen von integrierten Schaltkreisen auf MOS-Basis geschaffen.

Gemäß Bild 3.2.-32 stehen MOSFET mit P- und mit N-Kanal bzw. als Anreicherungs- und Verarmungstypen zur Verfügung. Zur Vereinfachung soll zuerst der MOSFET vom P-Kanal-Anreicherungstyp erläutert werden. Die übrigen drei Arten von MOSFET verhalten sich in gewissem Maße analog.

Den prinzipiellen Aufbau eines MOSFET vom P-Kanal-Anreicherungstyp zeigt Bild 3.2.-41. Bei der Herstellung werden in ein N-leitendes Ausgangsmaterial (Substrat) gleichzeitig zwei P-Zonen (Source, Drain) eingebracht. Über dem Zwischenraum wird nach vorheriger Isolation mit Hilfe einer Oxidschicht ein Metall-Gate angeordnet. Bei einer steigenden gegenüber Source (Bezugselektrode) negativen Spannung an diesem Gate werden im vorher gesperrten Transistor die negativen Ladungen aus dem Bereich zwischen Source und Drain gedrückt. Mit weiterer Erhöhung der negativen Gatespannung werden positive P-Ladungen in

diesem Bereich gezogen. Die Gatespannung, bei der dieser Vorgang beginnt, heißt Schwellspannung U_T. Damit wird die Strecke zwischen Source und Drain mit P-Ladungen angereichert. Es entsteht ein P-Kanal, und der Transistor ist leitfähig. Die P-Ladungen fließen von Source (Quelle) nach Drain (Senke). P-Kanal-Transistoren werden folglich stets mit negativer, N-Kanal-Transistoren dagegen mit positiver Drainspannung betrieben.

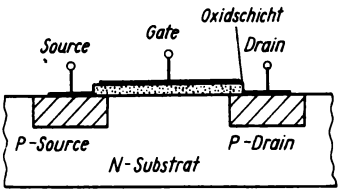


Bild 3.2.-41
Prinzipieller Aufbau eines MOSFET vom P-Kanal-Anreicherungstyp
– stromloser Zustand –

An dem wie ein ohmscher Widerstand wirkenden Kanal fällt bei Stromfluß eine Spannung ab, die der Gatespannung entgegenwirkt. Diese Spannung nimmt in Richtung Drain zu, wodurch die Kanaltiefe fortschreitend geringer wird. Wenn der Kanal gerade noch die Drainzone erreicht, also bei

$$|U_{DS}| = |U_{GS} - U_T|, \tag{3.2.-51}$$

tritt Abschnürung (pinch off) ein. Dies ist im Kennlinienfeld der Übergang zwischen linearem und Sättigungsbereich. Mit weiter steigender Drainspannung nimmt die Abschnürung zu, und der „Kanal" wird immer hochohmiger. Der Strom im Sättigungsbereich müßte demnach konstant sein; es kommt jedoch zu einem geringen Stromanstieg, da mit steigender Drainspannung der Source-Substrat-Übergang etwas in Richtung Drain wandert (Kanallängenmodulation).

Die erläuterte Wirkungsweise des MOSFET vom P-Kanal-Anreicherungstyp spiegelt sich in dem im Bild 3.2.-42 dargestellten Kennlinienfeld wider (Analog zu

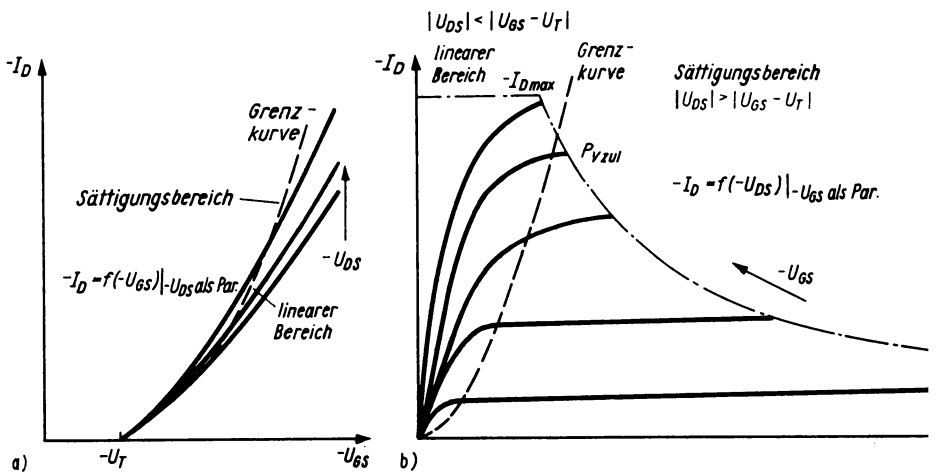


Bild 3.2.-42. Kennlinienfeld eines MOSFET vom P-Kanal-Anreicherungstyp
a Eingangskennlinienfeld
b Ausgangskennlinienfeld

Bild 3.2.-39 ist auch hier der erlaubte Arbeitsbereich angegeben.). Zu erkennen ist, daß als Steuerspannung für den MOSFET jeweils nur die Differenz zwischen Gate-Sorce-Spannung U_{GS} und Schwellspannung U_T (vgl. Gl. (3.2.-51)!) wirksam ist. Die Steuerung erfolgt ähnlich wie bei einer Elektronenröhre infolge isolierter Gate-Elektrode im Gegensatz zum Bipolartransistor praktisch leistungslos. Weiterhin ist beachtenswert, daß beim Feldeffekttransistor keine Minoritätsträger am Stromfluß beteiligt sind, sondern nur Majoritätsträger, also nur eine Art von Ladungsträgern, woraus sich der Begriff des unipolaren Bauelementes ableitet. Ein wesentlicher Unterschied zwischen bipolaren und unipolaren Transistoren ist folglich die Art der Steuerung, leistungslose Majoritätsträgersteuerung bei Unipolartransistoren und nicht leistungslose Minoritätsträgersteuerung bei Bipolartransistoren.

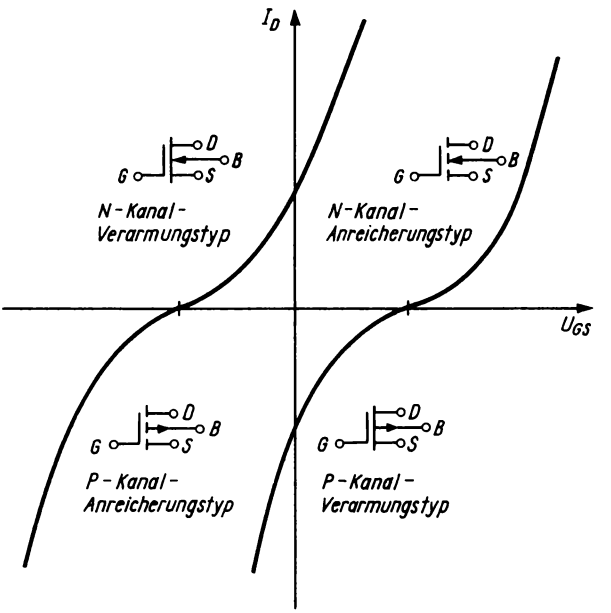


Bild 3.2.-43. Typische Eingangskennlinien von MIS-Feldeffekttransistoren

Neben dem P-Kanal-Anreicherungs-MOSFET werden durch Vertauschen der Leitfähigkeiten im Bild 3.2.-41 N-Kanal-Anreicherungs-MOSFET hergestellt. Werden alle Vorzeichen von Strömen und Spannungen vertauscht, ist die Wirkungsweise direkt aus den obigen Ausführungen ableitbar. Desweiteren haben sog. Verarmungs-MOSFET beider Kanaltypen praktische Bedeutung. Sie sind dadurch gekennzeichnet, daß bereits ohne Gatespannung ein leitfähiger Kanal vorhanden ist. Das wird durch Einbau von Ladungsträgern in die Isolierschicht erreicht. Durch die Gatespannung verarmt dieser Kanal an Ladungsträgern, bei der Schwellspannung ist er gänzlich verschwunden. Im Bild 3.2.-43 sind typische Eingangskennlinien als Kennzeichen und wesentliches Unterscheidungsmerkmal der vier möglichen Arten von MOSFET dargestellt.

Analog zu Bipolartransistoren treten im praktischen Betrieb von Unipolartransistoren drei Grundschaltungen auf; Bild 3.2.-44 zeigt eine Bild 3.2.-38 völlig entsprechende Übersicht. Bezüglich Ersatzschaltungen und mathematischer Modelle muß auch hier auf die einschlägige Literatur verwiesen werden.

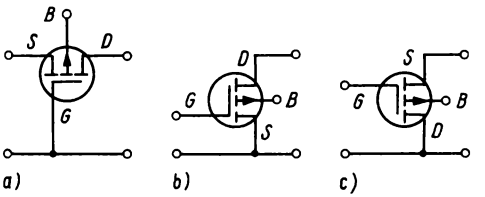


Bild 3.2.-44. Grundschaltungen von MIS-Feldeffekttransistoren am Beispiel eines MOSFET vom P-Kanal-Anreicherungstyp

a Gateschaltung
b Sourceschaltung
c Drainschaltung

Die Temperaturabhängigkeit von Unipolartransistoren ist weniger kritisch als bei Bipolartransistoren. Neben dem Drainreststrom, der dem Kollektor-Reststrom entspricht, tritt eine im Gegensatz zum Bipolartransistor bei höherer Temperatur abnehmende Leitfähigkeit des Kanals auf, was einen gewissen Selbstschutz bewirkt. Aus diesem Grunde ist die Parallelschaltung von Unipolartransistoren im Unterschied zu Bipolartransistoren relativ problemlos möglich.

Das Schaltverhalten von Unipolartransistoren wird üblicherweise durch die Gate-Source-Kapazität bestimmt. Transport- und Speichervorgänge – wie von Bipolartransistoren bekannt – treten wegen der reinen Majoritätsträgersteuerung praktisch nicht auf. Die kapazitiven Umladevorgänge bewirken ein Schaltverhalten, das dem von Bipolartransistoren ähnelt, d. h., es treten ebenfalls Ein- und Ausschaltzeiten (keine Speicherzeit) auf (vgl. Bild 3.2.-40!). Nachteilig ist der zu Bipolartransistoren vergleichsweise recht hohe EIN-Widerstand von Unipolartransistoren, weswegen letztere als Leistungsschalter bisher keine große Verbreitung finden konnten. Einige in jüngster Zeit bekannt gewordene spezielle vertikale MOSFET-Strukturen lassen jedoch für die Zukunft Änderungen erwarten.

MOSFET werden meist in den von Bipolartransistoren bekannten genormten Gehäusen angeboten. Sie werden in der DDR durch die Buchstaben SM bzw. SMY und die Typnummer gekennzeichnet. Bezüglich der Montage- und Lötvorschriften gelten im wesentlichen die von Halbleiterdioden und Bipolartransistoren bekannten Vorschriften. Ganz wichtig ist jedoch, daß die Möglichkeit der elektrostatischen Aufladung der Gate-Elektrode beachtet wird, denn hier kann es zu Durchschlägen und damit zur Zerstörung des Bauelementes kommen. Sind auch moderne Transistoren bereits mit Gateschutzdioden versehen, so sollte doch dieser Tatsache durch spezielle Vorsichtsmaßnahmen Rechnung getragen werden. Als solche sind das Belassen der Bauelemente in den dafür vorgesehenen Verpackungen bis zur Verarbeitung, die Vermeidung hoch isolierender Fußböden in den Verarbeitungsräumen, das Vermeiden von synthetischer Kleidung beim Verarbeitungspersonal, die ordnungsgemäße Erdung bzw. Schutztrennung der Werkzeuge usw. anzusehen. Auf jeden Fall sollten die diesbezüglichen Hinweise und Forderungen der Hersteller unbedingt eingehalten werden.

3.2.2.4. Vier- und Fünfschichtbauelemente

Vier- und Fünfschichtbauelemente gehören ebenfalls zu den Bauelementen mit PN- und Dichteübergängen; sie enthalten drei bzw. vier PN-Übergänge. Dioden mit Sprungcharakteristik haben zwei Hauptanschlüsse; Thyristoren haben noch einen zusätzlichen Steueranschluß.

3.2.2.4.1. Dioden mit Sprungcharakteristik

Dioden mit Sprungcharakteristik verfügen über wenigstens einen Kennlinienteil, der sprunghaft durchlaufen wird; ihre wichtigsten Vertreter sind die Vierschichtdiode und die Triggerdiode (*Diac*). Beide Bauelementearten haben insbesondere für Ansteuereinrichtungen der Leistungselektronik praktische Bedeutung.

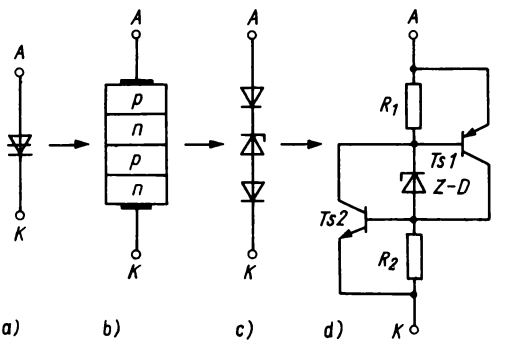


Bild 3.2.-45
Aufbau und Ersatzschaltung einer Vierschichtdiode
a Schaltzeichen
b Stabmodell
c Diodennachbildung
d Transistor-Ersatzschaltung

Schaltzeichen, Aufbau und mögliche Ersatzschaltungen einer Vierschichtdiode zeigt Bild 3.2.-45; die typische Kennlinie einer solchen Vierschichtstruktur ist im Bild 3.2.-46 dargestellt. Befindet sich an der Katode positives und an der Anode negatives Potential; ist der mittlere als Z-Diode ausgebildete PN-Übergang leitend; die beiden äußeren PN-Übergänge sind in Sperrichtung vorgespannt und der zugehörige Kennlinienteil entspricht erwartungsgemäß dem einer Halbleiterdiode in Sperrichtung. Wird die äußere Spannung umgepolt, sind die beiden äußeren PN-Übergänge in Flußrichtung vorgespannt; es fließt jedoch nur ein geringer Strom, solange die äußere Spannung nicht die Durchbruchsspannung der Z-Diode überschreitet. Bis hierher wird die Kennlinie also von der einfachen Diodenersatzschaltung vollständig wiedergegeben. Zur Erklärung des Sprungverhaltens muß zusätzlich die gegenseitige Beeinflussung der PN-Übergänge beachtet werden. Dies ist durch eine erweiterte Transistor-Ersatzschaltung möglich. Daraus ist zu erkennen, daß bei einem merklichen Stromfluß über die Z-Diode im Durchbruchsgebiet sofort beide Transistoren schlagartig leitend werden. Dies bewirkt in der Kennlinie die sprunghafte Reduzierung der Spannung beim Übergang vom Blockierbereich in den Durchlaßbereich. Der umgekehrte Übergang erfolgt ebenso sprunghaft bei Unterschreitung des Haltestromes. Bei diesem Strom werden beide Transistoren schlagartig wieder gesperrt.

Schaltzeichen, Aufbau und mögliche Ersatzschaltungen einer Triggerdiode zeigt Bild 3.2.-47. Man erkennt unschwer, daß die Fünfschichtstruktur in zwei an-

tiparallel geschaltete Vierschichtstrukturen (Vierschichtdioden) aufgespalten werden kann. Daraus ergibt sich unmittelbar die im Bild 3.2.-48 dargestellte typische Kennlinie einer Triggerdiode. Weitere Erläuterungen können entfallen, da die Wirkungsweise prinzipiell der zweier Vierschichtdioden in Antiparallelschaltung entspricht.

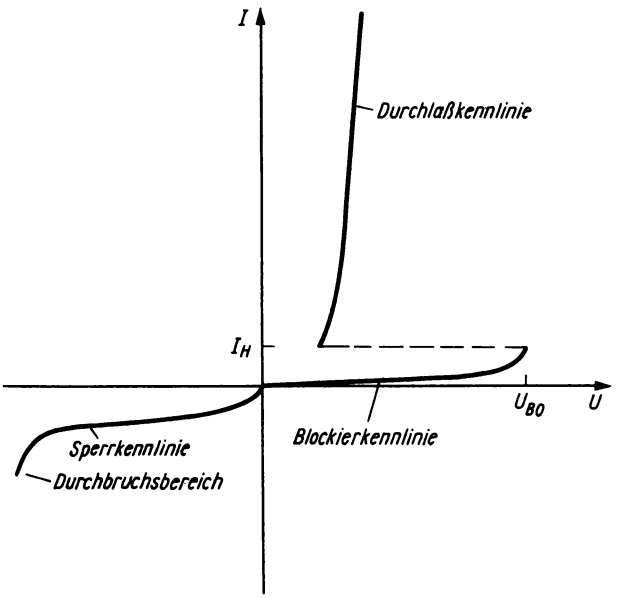


Bild 3.2.-46. Typische statische Strom-Spannungs-Kennlinie von Vierschichtdioden
– Streubereiche und unterschiedliche Achsmaßstäbe beachten
U_{BO} Kippspannung
I_H Haltestrom

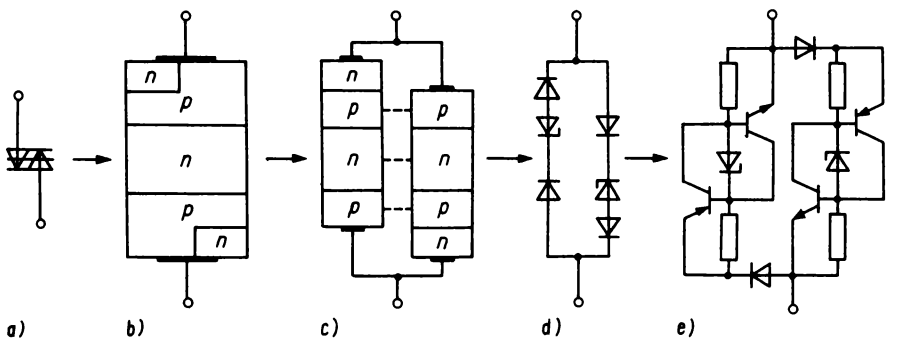


Bild 3.2.-47. Aufbau und Ersatzschaltung einer Triggerdiode
a Schaltzeichen
b Stabmodell
c in zwei Vierschichtstrukturen getrenntes Stabmodell
d Dioden-Nachbildung
e Transistor-Ersatzschaltung (Antiparallelschaltung zweier Vierschichtdioden mit Entkopplungsdioden)

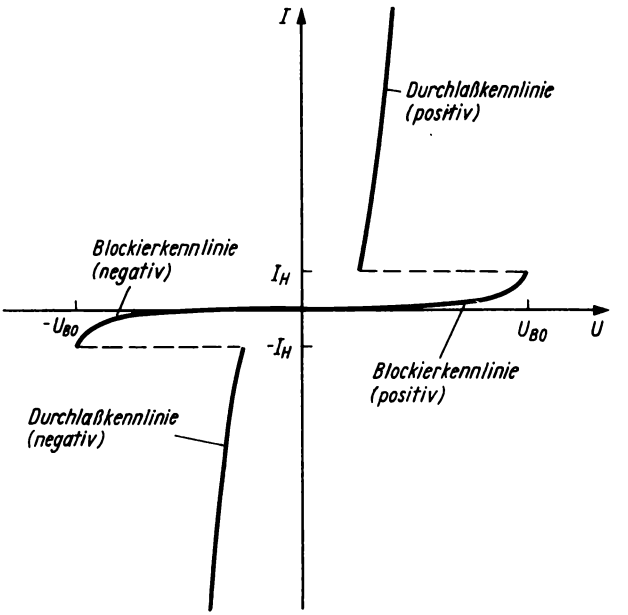


Bild 3.2.-48. Typische statische Strom-Spannungs-Kennlinie von Triggerdioden
– Streubereiche beachten –
U_{BO} Kippspannung
I_H Haltestrom

3.2.2.4.2. Thyristoren

Thyristoren sind die wichtigsten Bauelemente der modernen Leistungselektronik. Sie werden dementsprechend häufig in der Praxis angewandt, beispielsweise in Stellgliedern von elektronisch geregelten Antrieben. Die in der vereinfachten Übersicht nach Bild 3.2.-49 gezeigten Thyristor-Arten sollen nachfolgend kurz vorgestellt werden.

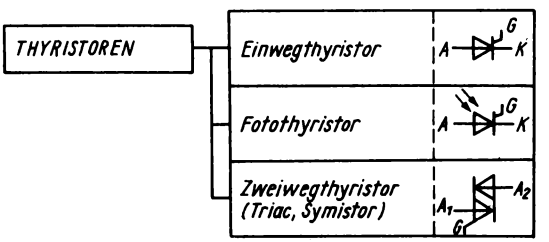


Bild 3.2.-49. Überblick über Thyristoren, Schaltzeichen
A Anode
G Gate
K Katode

Einwegthyristoren. Schaltzeichen, Aufbau und eine gebräuchliche Transistor-Ersatzschaltung des Einwegthyristors zeigt Bild 3.2.-50; die Kennlinie im Bild 3.2.-51 entspricht prinzipiell der der Vierschichtdiode (Bild 3.2.-46). Unterschiedlich ist jedoch, daß das Einschalten durch Überschreiten der Kippspannung (Betriebsart von Vierschichtdioden) eine für Thyristoren verbotene Betriebsart ist. Thyristoren werden durch einen (meist impulsförmigen) Zündstrom, der über die Gate-Katoden-Strecke fließt und im Ersatzschaltbild den NPN-Transistor einschaltet (Damit werden beide Transistoren schlagartig leitend.), vom Blok-

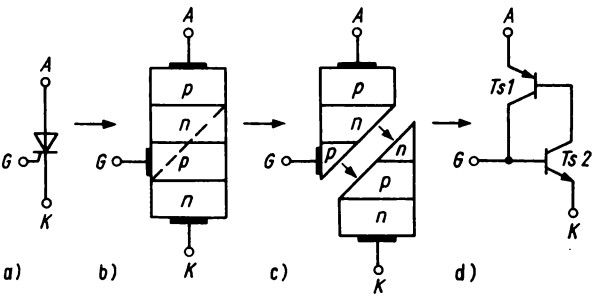


Bild 3.2.-50. Aufbau und Ersatzschaltung des Einwegthyristors
a Schaltzeichen
b Stabmodell
c in Einzeltransistoren getrenntes Stabmodell
d Transistor-Ersatzschaltung

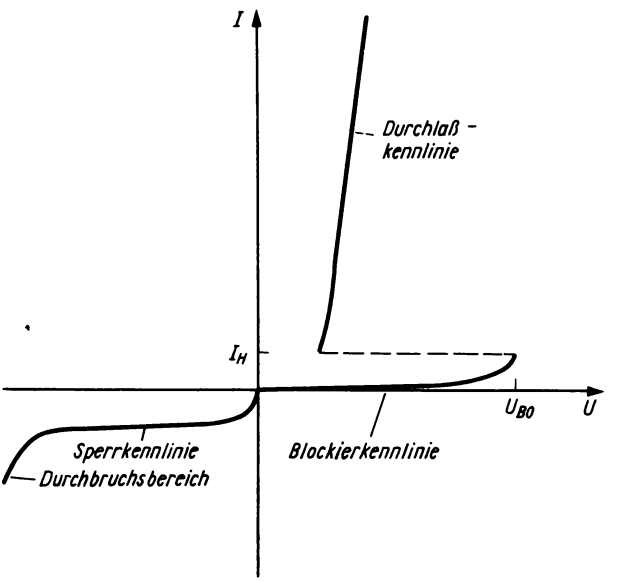


Bild 3.2.-51. Typische statische Strom-Spannungs-Kennlinie von Einwegthyristoren
– Streubereiche und unterschiedliche Achsmaßstäbe beachten –
U_{BO} Nullkippspannung
I_H Haltestrom

kier- in den Durchlaßbereich gesteuert. Zur näheren Untersuchung des für den praktischen Betrieb sehr wichtigen Zündvorgangs wird von Bild 3.2.-52 ausgegangen. Es ist zu sehen, daß für ein sicheres Zünden eines beliebigen Thyristors stets Parameter des Zündimpulses erforderlich sind, mit denen ein Arbeitspunkt im Bereich sicherer Zündung (III) erreicht wird. Weiterhin ist es notwendig, daß der Zündstrom während einer Zündzeit (Zeit zwischen Beginn eines sprungförmigen Zündimpulses und dem Abfall der Blockierspannung am Thyristor auf 10 % des Anfangswertes), die sich in Analogie zur Einschaltzeit des Bipolartransistors aus Zündverzugszeit und Einschaltzeit (etwa 1 ... 20 µs) zusammensetzt, ständig fließt. Damit wird der Thyristor über die gesamte wirksame Fläche sicher gezündet (Auf die Ersatzschaltung übertragen heißt das, daß beide Transistoren sicher durchschalten müssen.). Diese Minimalzeit ist jedoch nur ausnutzbar,

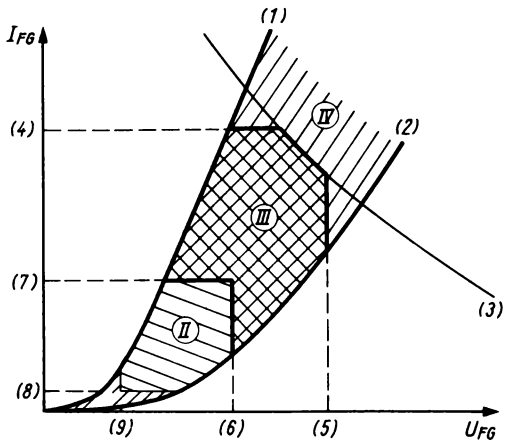


Bild 3.2.-52. Typisches Steuerkennlinienfeld (Zünddiagramm) eines Einwegthyristors

(1) untere Grenzkurve der Eingangskennlinie
(2) obere Grenzkurve der Eingangkennlinie
(3) maximal zulässige Steuerverlustleistung
(4) maximal zulässiger Steuerstrom
(5) maximal zulässige Steuerspannung
(6) Steuerspannung, bei der sicher gezündet wird
(7) Steuerstrom, bei dem sicher gezündet wird
(8) Steuerstrom, bei dem mit Sicherheit noch nicht gezündet wird
(9) Steuerspannung, bei der mit Sicherheit noch nicht gezündet wird
(I) Bereich unmöglicher Zündung
(II) Bereich möglicher Zündung
(III) Bereich sicherer Zündung
(IV) verbotener Bereich

wenn der Laststrom, z. B. bei ohmscher Last, rasch ansteigt. Befindet sich eine Induktivität im Lastkreis, was einen langsamen Stromanstieg zur Folge hat, muß der Zündimpuls immer solange anstehen, bis der Haltestrom mit Sicherheit überschritten ist. Dies können einige ms sein. Zündimpulse sind unzulässig, wenn sich Sperrspannung am Thyristor befindet, weil dadurch die Sperrfähigkeit herabgesetzt wird.

Wie bei Vierschichtdioden erfolgt das Abschalten (Löschen) des einmal gezündeten Thyristors durch Unterschreiten des Haltestromes beim Übergang in den

stromlosen Zustand oder beim Anlegen einer Sperrspannung. Ein Abschalten über die Steuerelektrode ist nicht möglich. Beim Löschen des Thyristors muß dieser erst von den gespeicherten Ladungsträgern (vgl. zwei stark übersteuerte Transistoren im Ersatzschaltbild!) „freiwerden", bevor er die Fähigkeit zur Aufnahme einer Blockierspannung wieder erlangt. Diese Freiwerdezeit (etwa 10 ... 100 µs) ist also die Mindestdauer zwischen dem Unterschreiten des Haltestroms und der Wiedererlangung der Blockierfähigkeit. Sie entspricht der Ausschaltzeit von Bipolartransistoren.

Die beschriebene Wirkungsweise läßt erkennen, daß sich der Einwegthyristor im wesentlichen wie ein steuerbarer Gleichrichter verhält. Dies zeigt sich einmal in der mit Gleichrichterdioden weitgehend übereinstimmenden Durchlaß- und Sperrkennlinie, aber auch in dem durch die Zündzeit und vor allem die Freiwerdezeit (vgl. Sperrträgheit!) bestimmten Schaltverhalten sowie im Temperaturverhalten. Letzteres wird bei Thyristoren im wesentlichen durch den Reststrom im ausgeschalteten Zustand, die Restspannung im eingeschalteten Zustand und die Temperaturabhängigkeit der Zündkennlinie bestimmt. Bei Beachtung veränderter thyristortypischer Ausgangswerte kann mit den für Gleichrichter- und Schaltdioden üblichen Abhängigkeiten (vgl. Gln. (3.2.-37) und (3.2.-39)!) bei für die Praxis ausreichender Genauigkeit gerechnet werden. Auch bezüglich der Reihen- und Parallelschaltung von Thyristoren gelten die für Gleichrichter gemachten Aussagen, sowohl was das Anwendungsgebiet als auch was die spezielle Ausführung betrifft, in vollem Umfang.

Weitergehende Ausführungen, insbesondere zu kritischen Spannungs- und Stromanstiegsgeschwindigkeiten, zur TSE (Trägerstaueffekt-)-Beschaltung usw. müssen in diesem Rahmen entfallen; diesbezüglich sei auf die einschlägige Literatur verwiesen.

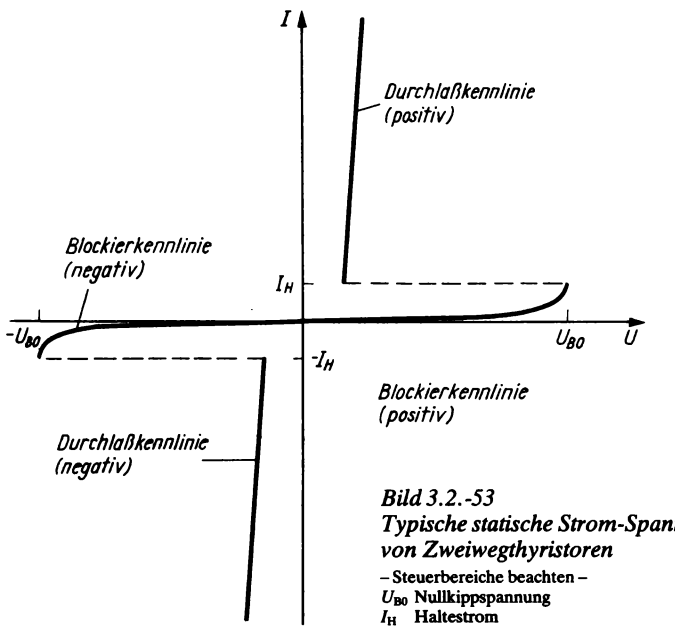


Bild 3.2.-53
Typische statische Strom-Spannungs-Kennlinie von Zweiwegthyristoren
– Steuerbereiche beachten –
U_{BO} Nullkippspannung
I_H Haltestrom

Zweiwegthyristoren. Zweiwegthyristoren (*Triac*) bestehen im Prinzip aus zwei antiparallel geschalteten Thyristoren mit gemeinsamer Steuerelektrode. Je nach speziellem Aufbau sind bezüglich Polung der Blockierspannung und zulässiger Polarität des Zündstromes bestimmte Festlegungen erforderlich. Die diesbezüglichen Herstellerangaben sind vom Anwender strikt einzuhalten (bei Austausch von Triac beachten!). Eine typische statische Strom-Spannungs-Kennlinie von Zweiwegthyristoren zeigt Bild 3.2.-53. Hinsichtlich Zünden, Löschen, Temperaturabhängigkeit und Schaltverhalten besteht qualitative Übereinstimmung mit Einwegthyristoren.

Fotothyristoren. Fotothyristoren sind Einwegthyristoren, bei denen die Zündung auf fotoelektrischem Wege (meist zusätzlicher Fototransistor zur Bereitstellung des Zündstromes) erfolgt. Die zur Zündung benötigten Lichtimpulse lassen sich z. B. mit Lumineszenzdioden erzeugen und über Lichtleiter an den Fotothyristor heranbringen, aber auch der Einbau eines optoelektronischen Kopplers in den Thyristor ist möglich. Fotothyristoren verhalten sich im wesentlichen wie Einwegthyristoren; ihr Vorteil besteht in der galvanischen Trennung von Leistungs- und Steuerstromkreis.

3.2.2.5. Optoelektronische Bauelemente

Zu den für die Automatisierungstechnik wichtigen optoelektronischen Bauelementen gehören neben den schon besprochenen Fotowiderstand, Fotodiode, Lichtemitterdiode, Fototransistor und Fotothyristor vor allem optoelektronische Koppel- und Anzeigeelemente.

Optoelektronische Koppelelemente. Optoelektronische Koppelelemente dienen insbesondere der galvanischen Trennung von Stromkreisen mit hohen Potentialdifferenzen. In ihnen sind Lichtsender, Übertragungsstrecke und Lichtempfänger als kompaktes Bauelement vereinigt. Bild 3.2.-54 zeigt den prinzipiellen Aufbau und die beiden wichtigsten Ausführungsformen von Optokopplern.

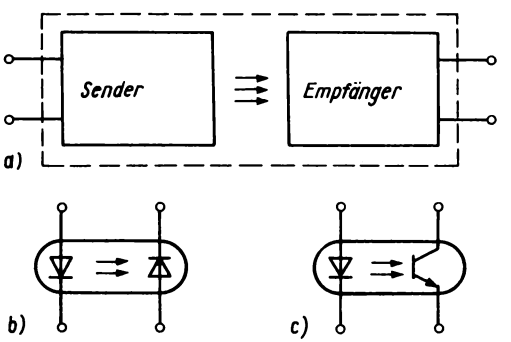


Bild 3.2.-54
Optoelektronische Koppelelemente
a Prinzip
b Optokoppler mit Lumineszenzdiode (Sender) und Fotodiode (Empfänger)
c Optokoppler mit Lumineszenzdiode (Sender) und Fototransistor (Empfänger)

Als Lichtsender kommen in optoelektronischen Koppelelementen fast ausschließlich Infrarot-Lichtemitterdioden auf GaAs-Basis zum Einsatz. Der in seiner spektralen Empfindlichkeit angepaßte Lichtempfänger besteht aus einer Fotodiode oder meist aus einem Fototransistor, evtl. noch mit eingebautem Verstärker. Die konkreten Kennwerte des Kopplers ergeben sich aus denen der einge-

setzten Bauelemente. Der Fotodioden-Koppler besitzt eine geringere Empfindlichkeit und wird bevorzugt dort eingesetzt, wo die lichtelektrischen Trägheiten und/oder die geringe Linearität des Fototransistor-Kopplers stören. Dessen hohe Empfindlichkeit wird durch die Verstärkerwirkung des Fototransistors erreicht. Die Toleranzen von Lichtemitterdioden, Fotostrom in der Kollektor-Basis-Diode und Stromverstärkung des Fototransistors sind Ursache für eine fertigungsbedingt breite Streuung vor allem der Empfindlichkeit von Fototransistorkopplern. In der Praxis erfolgt deshalb eine Klassifizierung in Empfindlichkeitsgruppen, wie dies schon von Fototransistoren her bekannt ist. Die Bezeichnung von Optokopplern erfolgt in der DDR durch die Buchstaben MB vor der dreistelligen Typnummer.

Anzeigeelemente. Optoelektronische Anzeigeelemente dienen der Signalisierung bestimmter Betriebs- bzw. Gefahrenzustände in Geräten und Anlagen (Signal- und Meldeleuchten, Lichtemitterdioden), der Sichtbarmachung bestimmter Vorgänge, Zeitabläufe usw., bzw. der Ausgabe von Bedienungshinweisen u. ä. (Bildschirm) sowie der optischen Anzeige bestimmter Zustände in quantitativer Form (Ziffern- und Symbolanzeigen auf der Grundlage von Kaltkatoden-Gasentladungsröhren, Lichtemitterdioden, Flüssigkristallen).

Zur Signalisierung bestimmter Betriebs- bzw. Gefahrenzustände sind heute noch vorwiegend in verschiedenen Farben, mit verschiedenen Symbolen usw. verfügbare Signal- und Meldeleuchten im Einsatz. Beim Betrieb dieser Leuchten ist der Einschaltstromstoß der Glühlampen (metallischer Kaltleiter) zu beachten, da besonders elektronische Schalter (z. B. Transistoren) dadurch gefährdet werden können. Der Vorteil der Lichtemitterdioden gegenüber Glühlampen besteht in der Vermeidung dieses Stromstoßes, vor allem aber in einer wesentlich höheren Lebensdauer und Zuverlässigkeit. Sie lösen deshalb zunehmend die konventionellen Signal- und Meldeleuchten ab.

Zur Sichtbarmachung bestimmter Zeitabläufe dominiert nach wie vor die Oszillografen-Bildröhre. Insbesondere mit der breiten Einführung der Rechentechnik und der numerischen Steuerungen von Werkzeugmaschinen bzw. Handhabeeinrichtungen wurden und werden zunehmend Bildschirm-Displays zur Anzeige bestimmter Bedienerinformationen u. ä. angewandt. Diese Displays nutzen eine Fernsehbildröhre als Anzeigeelement.

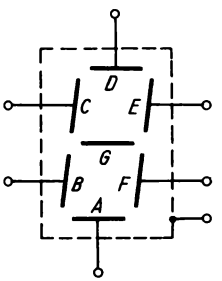


Bild 3.2.-55
Prinzipdarstellung eines einstelligen 7-Segment-Symbols

Zur Anzeige bestimmter Zustände in quantitativer Form kommen Ziffern- und Symbolanzeigeelemente zum Einsatz. Die früher häufig benutzten Kaltkatoden-Ziffernanzeigeröhren, bei denen das Katoden-Glimmlicht zur Anzeige genutzt wurde, sind heute durch 7-Segment-Anzeigen auf Lichtemitterdioden- oder Flüssigkristall-Basis (vgl. Bild 3.2.-55!) fast völlig verdrängt. Der Vorteil solcher Ein-

richtungen gegenüber den Röhrenanzeigen besteht vor allem in der höheren Zuverlässigkeit, der geringeren Baugröße und der einfacheren Steuerbarkeit (niedrigere Spannungen). 7-Segment-Anzeigen auf Lichtemitterdioden-Basis haben eine eigene Leuchtkraft. Flüssigkristall-Anzeigen sind nur bei vorhandenem Fremdlicht erkennbar, haben aber einen wesentlich niedrigeren Leistungsbedarf. Sie werden deshalb bevorzugt in Geräten mit Batteriebetrieb eingesetzt, deren praktische Anwendung bei vorhandenem Fremdlicht erfolgt (z. B. Uhren, Taschenrechner).

3.2.2.6. Integrierte Schaltkreise

Integrierte Schaltkreise vereinen in sich eine Vielzahl von Einzelelementen, die bereits zu funktionsorientierten Anordnungen (elektronischen Schaltungen) verknüpft sind; in diesem Sinne sind sie sowohl Bauelement als auch Schaltung, wobei für den Anwender wegen des konzentrierten unveränderlichen Aufbaus meist der Bauelementecharakter dominiert. Integrierte Schaltkreise sind die wichtigsten Bauelemente der modernen Elektronik.

Im Rahmen dieses Lehrbuches wird auf eine ausführliche Darstellung der Innenschaltung integrierter Schaltkreise verzichtet. Im Abschnitt 4. werden jedoch jeweils nach Erläuterung der einfacheren und leichter verständlichen diskret aufgebauten Grundschaltungen die Ein- und Ausgangsschaltungen entsprechender integrierter Schaltkreise in dem Umfang besprochen, wie es für den sachgerechten Einsatz dieser Bauelemente erforderlich ist. Nachfolgend werden in einer einführenden Übersicht wichtige Fragen der historischen Entwicklung und der damit im Zusammenhang stehenden Einordnung dieser Bauelemente, der verfügbaren Typengruppen sowie der Bezeichnung geklärt. Bezüglich technischer Einzelheiten muß auf Abschnitt 4. und die Fachliteratur verwiesen werden.

Es sei einleitend erwähnt, daß sich die bisherige Entwicklung der Elektronik über heute nur noch auf wenigen Gebieten der Schaltungstechnik bedeutsamen Einrichtungen der Vakuumtechnik, diskreten Halbleiterbauelementen bis hin zu zunehmend komplexen integrierten Schaltkreisen vollzog bzw. vollzieht. Bild 3.2.-56 zeigt die wesentlichen Entwicklungsetappen und macht zugleich deutlich, daß zwar immer bestimmte Bauelemente-Gruppen dominierten, jedoch niemals ausschließlich eingesetzt wurden. So zeigen jüngere Schätzungen, daß trotz weiter zunehmendem Einsatz integrierter Schaltkreise etwa fünf diskrete Bauelemente (z. B. Kondensatoren, Leistungstransistoren, Thyristoren) zusammen mit einem Schaltkreis von der Anwenderindustrie auch künftig eingesetzt werden.

Wie bereits aus Bild 3.2.-56 erkennbar, ist die Erhöhung des Integrationsgrades, d. h. die wachsende Anzahl der Einzelelemente je integriertem Schaltkreis, eines der markantesten Merkmale der Weiterentwicklung der modernen Elektronik. Dieser Trend wird im Bild 3.2.-57 noch offenkundiger. Es zeigt sich aber auch, daß dieser wachsende Integrationsgrad mit einem ständigen Absinken des Preises des integrierten Einzeltransistors verbunden war und ist. Dies wiederum bewirkt ein ständig verbessertes Preis-Leistungs-Verhältnis bei integrierten Schaltkreisen, das entscheidend ist für den Zeitpunkt, wann bestimmte Bauelemente in welchen Produkten ökonomisch effektiv einsetzbar sind. Mittels Bild 3.2.-58 wird die ausschlaggebende Rolle des volkswirtschaftlichen Nutzens nochmals verdeutlicht.

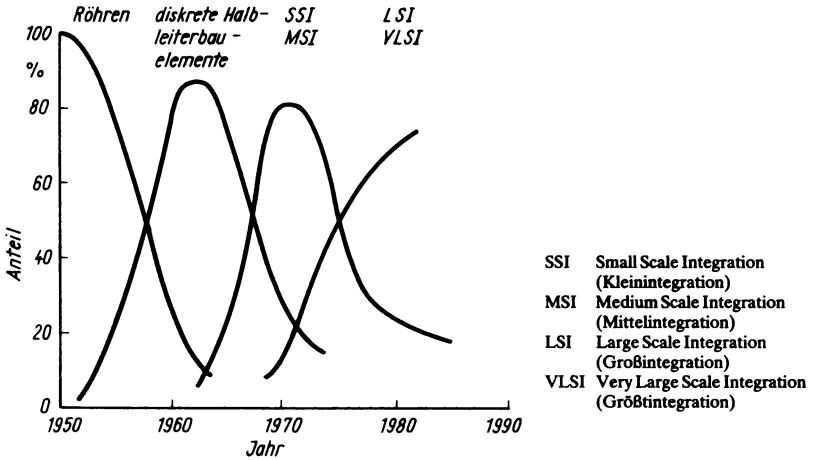


Bild 3.2.-56. Historische Entwicklung der Herstellung elektronischer Bauelemente
– vereinfachte Darstellung –

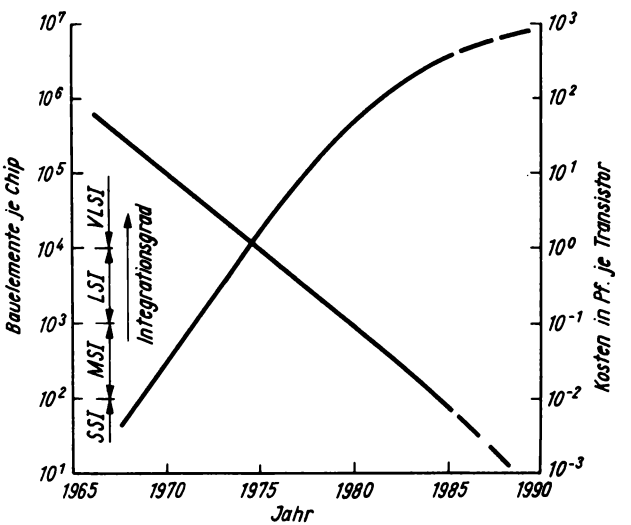


Bild 3.2.-57. Entwicklung der Bauelementeanzahl je Chip bzw. des Integrationsgrades und der Kosten je Transistor
– Streubereiche beachten –

Die dargestellten nur wenigen wichtigen Entwicklungstrends lassen bereits erkennen, daß mit einer insgesamt weiterhin sehr raschen im wesentlichen kontinuierlichen Weiterentwicklung zu rechnen ist. Anzeichen für größere qualitative Sprünge bzw. für eine nachhaltige Verlangsamung des Entwicklungstempos sind noch nicht in Sicht. Das bedeutet, daß vor allem die Anwender elektronischer Bauelemente aufgefordert sind, die rasch wachsenden Möglichkeiten ebenso rasch mit höchstem volkswirtschaftlichen Effekt umzusetzen.

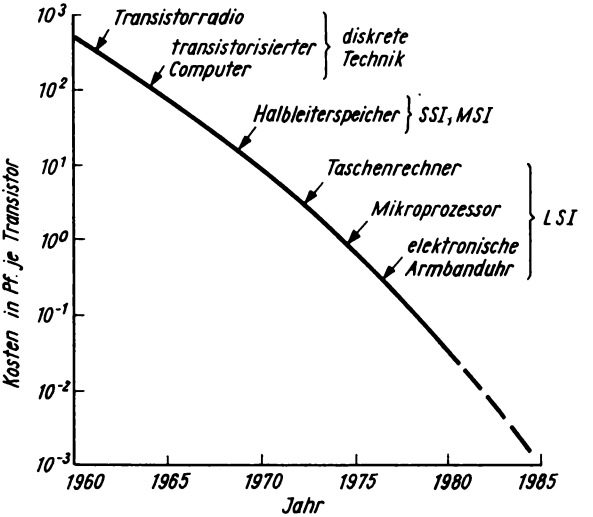


Bild 3.2.-58. Niedrigere Kosten je Funktion ermöglichen die Einführung neuer Erzeugnisse
– Streubereiche beachten –

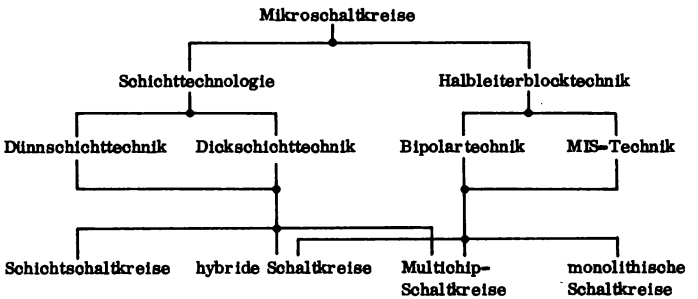


Bild 3.2.-59. Übersicht über integrierte Mikroschaltkreise
– vereinfachte Darstellung –

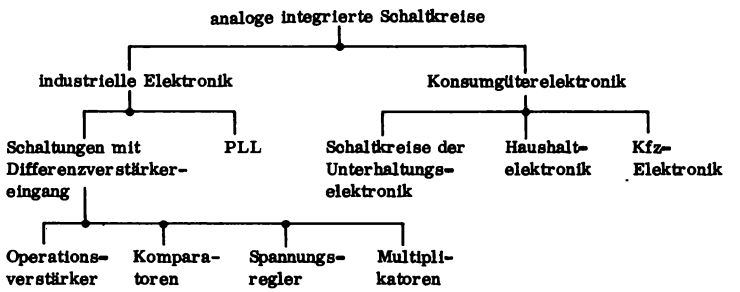


Bild 3.2.-60. Übersicht über einige Typenfamilien analoger integrierter Schaltkreise und deren Hauptanwendungsgebiete

Die obigen Ausführungen zeigen, daß die Mikroelektronik als der Teil der gesamten Elektronik angesehen werden muß, der in jüngster Zeit entstanden ist und sich u. a. durch eine besonders rasche Weiterentwicklung, einen besonders hohen Integrationsgrad der Elemente und Funktionen usw. auszeichnet. Mikroelektronik ist jedoch nicht an einen bestimmten minimalen Integrationsgrad, an ein bestimmtes Wirkprinzip, an eine bestimmte Herstellungstechnologie oder ähnliches gebunden. Mikroelektronik kann als Synonym für die gesamte moderne Elektronik gelten, bei der immer komplexere integrierte Schaltkreise in immer größerem Umfang zum Einsatz kommen.

Integrierte Schaltkreise oder auch Mikroschaltkreise werden vom Bauelementehersteller als Schichtschaltkreise, hybride Schaltkreise, Multichipschaltkreise oder monolithische Schaltkreise (vgl. Übersicht nach Bild 3.2.-59!) angeboten. Dominierend sind monolithisch integrierte Schaltkreise auf der Grundlage des meistgenutzten Halbleitermaterials Silizium unter Benutzung „bipolarer" und „unipolarer" Basistechnologien. Bei unipolaren Schaltkreisen wiederum dominieren eindeutig Schaltkreise der Digitaltechnik (u. a. Logikschaltkreise, Mikroprozessoren, Halbleiterspeicher usw.), bei bipolaren Schaltkreisen werden neben Schaltkreisen der Digitaltechnik vor allem auch viele Arten von Analogschaltkreisen bereitgestellt (Bild 3.2.-60.)

Der Schutz von integrierten Schaltkreisen vor Umgebungseinflüssen spielt – wie auch bei diskreten Bauelementen – eine wichtige Rolle. Bild 3.2.-61 zeigt in

Art der Umhüllung	nichthermetisch			hermetisch		
Gehäuseart	ohne	Lack	Plast	Metall	Glas	Keramik
gebräuchliche Anwendungen	Widerstände	Widerstände, Kondensatoren	Dioden, Transistoren, Thyristoren, integrierte Schaltkreise	Dioden, Transistoren, Thyristoren, integrierte Schaltkreise	Dioden, Transistoren	integrierte Schaltkreise
Schutzgrad vor Umgebungseinflüssen	ohne	mechanisch genügend, klimatisch gering	mechanisch sehr gut, klimatisch für mittlere Anforderungen	mechanisch und klimatisch sehr gut		

Bild 3.2.-61. Übersicht über wichtige Umhüllungsarten für elektronische Bauelemente
– vereinfachte Darstellung –

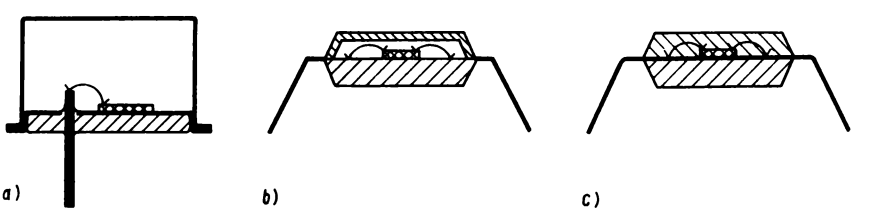
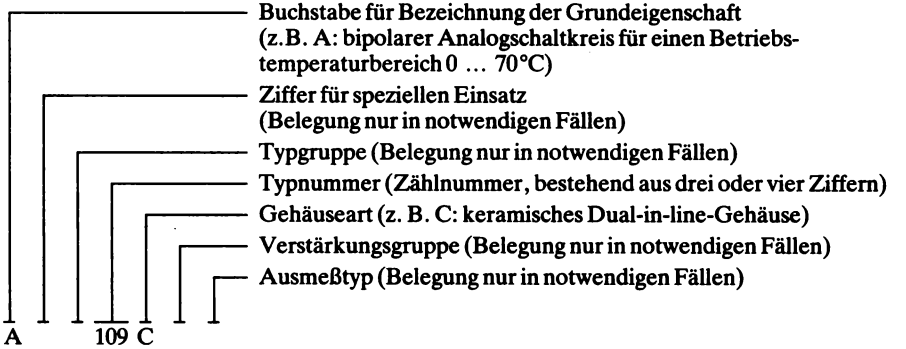


Bild 3.2.-62. Wichtige Gehäusetypen für integrierte Schaltkreise
– nicht maßstabsgerechte vereinfachte Darstellung –
a Metallgehäuse mit Glasdurchführung
b Keramikgehäuse (DIL)
c Plastgehäuse (DIL)

einer zusammenfassenden Übersicht nochmals alle für elektronische Bauelemente gebräuchlichen Umhüllungsarten. Für integrierte Schaltkreise kommen neben hermetisch dichten Metall-Glas-Gehäusen vor allem sog. Dual-in-line (DIL-)-Gehäuse auf der Basis spezieller Plast- und Keramikwerkstoffe zum Einsatz. Bild 3.2.-62 zeigt Schnittdarstellungen dieser Gehäuse.

Tafel 3.2.-6. Bezeichnungsschlüssel für integrierte Halbleiterschaltkreise



Tafel 3.2.-7. Kennzeichnung integrierter Schaltkreise in Halbleiterblocktechnik

Buchstabe	Kennzeichnung		
	Erster Buchstabe		Buchstabe nach Typnummer
	Art des Schaltkreises	Temperaturbereich in °C	Art des Gehäuses
A	bipolar, analog	0 ... 70	
B	bipolar, analog	−25 ... 85	Metall-Glas-Gehäuse
C	analog-digitale Funktionsweise, Mischtechnologie		Dual-in-line-Gehäuse (Keramik)
D	bipolar, digital	0 ... 70	Dual-in-line-Gehäuse (Plast)
E	bipolar, digital	−25 ... 85	Gehäuse mit Kühlfahne
F	bipolar, digital	−55 ... 125	Flat-pack-Gehäuse (Keramik)
G			Flat-pack-Gehäuse (Plast)
H			PIL-Gehäuse
I			Chip-Carrier-Gehäuse
K			Gehäuse mit unlösbarem Kühlkörper
L	ladungsgekoppelte Bauelemente		Quad-in-line-Gehäuse (Keramik)
M			Quad-in-line-Gehäuse (Plast)
U	unipolar, digital	0 ... 70	
V	unipolar, digital	−25 ... 85	gegenüber Grundtyp verändertes Gehäuse
W	unipolar, digital	−55 ... 125	
X			ohne Gehäuse

Monolithisch integrierte Schaltkreise werden in der DDR nach dem in Tafel 3.2.-6 gezeigten Schlüssel bezeichnet. Die Bedeutung der dabei benutzten Kode-Buchstaben zeigt Tafel 3.2.-7. Im Bild 3.2.-63 ist die laufende Numerierung der Anschlüsse integrierter Schaltkreise dargestellt.

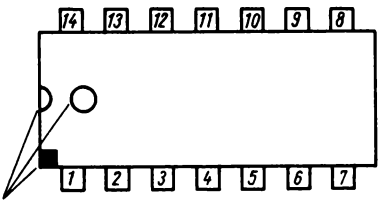


Bild 3.2.-63. Laufende Numerierung der Anschlüsse integrierter Schaltkreise mit Dual-in-line-Gehäuse am Beispiel eines 14poligen Gehäuses

Bemerkungen:
1. Anschlüsse stets von oben gesehen
2. Es ist immer nur eine der drei gezeichneten Markierungen am Gehäuse vorhanden.
3. Es gibt genormte Gehäuse mit verschiedenen Anschlußzahlen.
4. Die Zählrichtung ist bei anderen Gehäusearten, z. B. Metall-Glas-Gehäusen der Hybridtechnik, meist die gleiche.
5. Die Typenbezeichnung ist üblicherweise aufgedruckt.

3.2.2.7. Belastbarkeit und Wärmeabfuhr von Bauelementen

Der praktische Betrieb elektronischer Bauelemente ist immer mit dem Entstehen einer Verlustleistung

$$P_V = UI \tag{3.2.-52}$$

in Form von Wärme verbunden, die an die Umgebung abgeführt werden muß. Weiterhin ist zu beachten, daß zur zuverlässigen Gewährleistung der Funktion der Bauelemente ein bestimmter für den wirksamen Bauelementeteil (z. B. PN-Übergang einer Diode) gültiger nach oben und unten begrenzter zulässiger Betriebstemperaturbereich

$$\vartheta_{jmin} \leqq \vartheta_{jzul} \leqq \vartheta_{jmax} \tag{3.2.-53}$$

ϑ_j Sperrschichttemperatur (j Abkürzung für englisch „junction")

einzuhalten ist. Im Innern des Bauelementes herrscht also stets eine Betriebstemperatur

$$\vartheta_j > \vartheta_c > \vartheta_a \tag{3.2.-54}$$

ϑ_c Gehäusetemperatur (c Abkürzung für englisch „case")
ϑ_a Umgebungstemperatur (a Abkürzung für englisch „ambient").

Dieses Temperaturgefälle bewirkt eine Wärmeableitung von der Wärmequelle (z. B. PN-Übergang einer Diode) zur Bauelementeoberfläche und von dort weiter zur Umgebung. Bild 3.2.-64 zeigt am Beispiel zweier Bauformen von Bipolartransistoren, auf welch kompliziertem Weg die Wärme vom Entstehungsort an die Oberfläche des Bauelementes gelangt. Dabei ist ein dem elektrischen Widerstand analoger Wärme- bzw. thermischer Widerstand zu überwinden, der als thermischer Innenwiderstand des Bauelementes vom Hersteller angegeben wird.

Es gilt die Beziehung

$$R_{thi} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_c}{P_V} \quad . \tag{3.2.-55}$$

Die weitere Wärmeabgabe von der Bauelementeoberfläche zur Umgebung erfolgt ebenfalls durch Wärmeableitung. Analog zu Gl. (3.2.-55) kann ein thermischer Außenwiderstand

$$R_{tha} = \frac{\vartheta_c - \vartheta_a}{P_V} \tag{3.2.-56}$$

eingeführt werden. In der Praxis ist es üblich, durch Kühlbleche, Kühlkörper u. ä. den Wärmeübergang zur Umgebung zu erleichtern und damit die abgebbare Wärmemenge drastisch zu erhöhen, was einer ebensolchen Verminderung des

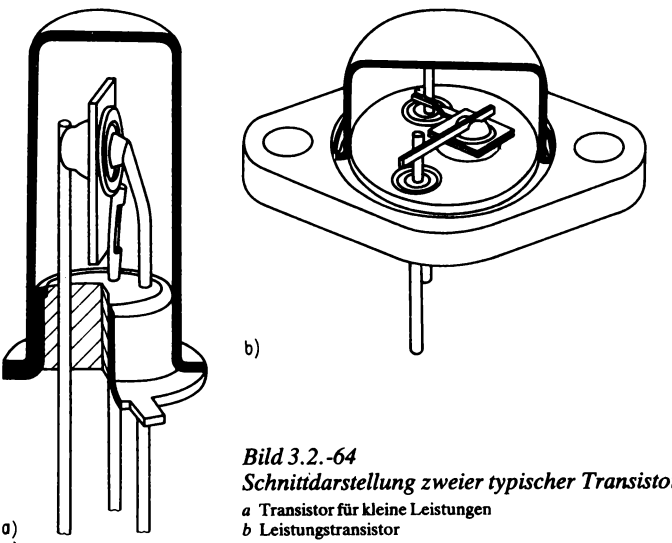


Bild 3.2.-64
Schnittdarstellung zweier typischer Transistorbauformen
a Transistor für kleine Leistungen
b Leistungstransistor

thermischen Außenwiderstandes entspricht. Dabei ist zu beachten, daß durch guten thermischen Kontakt zwischen wärmeerzeugendem Bauelement und Kühlanordnung der thermische Übergangswiderstand $R_{thü}$ gering bleibt. Zusammenfassend kann also festgestellt werden, daß immer der für die konkrete Einrichtung (Bauelement plus Kühlanordnung) wirksame thermische Gesamtwiderstand

$$R_{thges} = R_{thi} + R_{thü} + R_{tha} \tag{3.2.-57}$$

maßgebend ist.

Aus den Gln. (3.2.-53) bis (3.2.57) ergibt sich

$$P_V = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{R_{thges}} \quad . \tag{3.2.-58}$$

Hieraus folgt, daß für die unter ungünstigsten Bedingungen (ϑ_{amax}) an die Umgebung abgebbare Wärmeleistung

$$P_{Vab} = \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_{amax}}{R_{thges}} \tag{3.2.-59}$$

gilt. Das heißt aber, daß die zugeführte (im Bauelement erzeugte) Leistung stets

$$P_{Vzu} \leqq P_{Vab} \tag{3.2.-60}$$

sein muß, wenn thermische Stabilität herrschen soll. Wird Gl. (3.2.-60) nicht eingehalten, kommt es zur unzulässigen Erwärmung und damit letztlich zur Zerstörung des Bauelementes.

Die maximal an die Umgebung abgebbare Wärmeleistung nach Gl. (3.2.-59) wird häufig auch als zulässige Verlustleistung bezeichnet und unter Verwendung von Gl. (3.2.-52) in das Strom-Spannungs-Kennlinienfeld eines Bauelementes eingezeichnet. Es ergibt sich eine Hyperbel, die sog. Verlusthyperbel (vgl. Bild 3.2.-65!). Ein elektronisches Bauelement darf folglich nie oberhalb der mit der speziellen Kühlanordnung gültigen Verlusthyperbel betrieben werden (vgl. auch Gl. (3.2.-60)!).

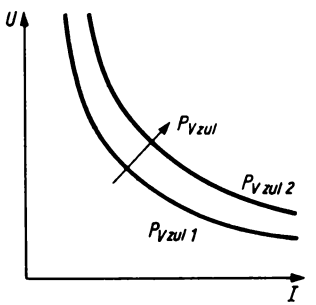


Bild 3.2.-65. Verlusthyperbel im Strom-Spannungs-Kennlinienfeld

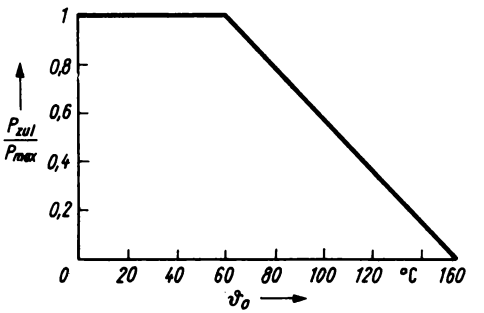


Bild 3.2.-66. Derating-Kurve
Typisches Beispiel für die Reduktion der zulässigen Verlustleistung von Kohleschichtwiderständen bei erhöhter Umgebungstemperatur

Bei vielen Bauelementen, z. B. ohmschen Widerständen, ist die oben dargestellte relativ komplizierte Betrachtung zur Gewährleistung der thermischen Stabilität nicht notwendig, wenn man von den durch die Hersteller angegebenen Derating-Kurven (vgl. Bild 3.2.-66!) ausgeht. Im konkreten Beispiel sagt das Bild aus, daß bei Einhaltung einer maximalen Umgebungstemperatur von 60 °C die volle Nennleistung am Kohleschichtwiderstand dauernd anliegen darf. Bei Temperaturen größer als 60 °C ist eine entsprechende Reduktion vorzunehmen. Derartige Derating-Kurven finden auch für die zulässigen Durchlaßströme von Halbleiterdioden, die zulässigen Spannungen an Kondensatoren usw. häufige Anwendung.

Die bisherigen Erläuterungen gingen vom stationären Zustand, also von mehr oder weniger gleichförmiger Wärmeableitung, aus. Damit läßt sich der überwiegende Teil der praktisch anstehenden Fragestellungen lösen. Bezüglich der bei impulsförmiger Belastung auftretenden speziellen Probleme muß auf die weiterführende Literatur verwiesen werden.

3.3. Elektromechanische Bauelemente

Bei der Lösung von Automatisierungsaufgaben ist es oft notwendig, die Ergebnisse elektronischer und elektrischer Aktivitäten mit hoher Qualität in mechanische Wirkungen umzusetzen, Bewegungsabläufe präzise zu erfassen und zu signalisieren usw.
Dazu sind elektromechanische Bauelemente erforderlich.
Wichtige Beispiele sind:

- Kontakte und Kontaktsysteme mit ihrer Mechanik,
- Elektromagnete zur Erzeugung von Kräften und Bewegungen,
- Brems- und Dämpfungseinrichtungen nach dem Wirbelstromprinzip,
- Schwingungserzeuger, die magnetostriktiv oder elektrostriktiv wirken können,
- Bauelemente, die thermisch oder elektrothermisch bedingte Längen- oder Formänderungen in Kraftwirkungen umsetzen,
- elektromagnetische Gebereinrichtungen für Positionen, Beschleunigungen, Bewegungen.

An dieser Stelle sind auch alle elektrischen Maschinen mit bewegten Teilen zu erwähnen. Diese Maschinen werden jedoch häufig in Verbindung mit einer hochkomplizierten Stell- und Regelelektronik eingesetzt. Systeme, bestehend aus Stromversorgung, Stellglied, Regler und Maschine sind elektrische Antriebe (s. Abschn. 4.6.)

3.3.1. Begriffsbestimmung

Elektromechanische Bauelemente sind in sich abgeschlossene Einheiten, die eine mechanische oder elektrische Wirkung infolge einer elektrischen oder mechanischen Ursache erzeugen. Zwischen Wirkung und Ursache können elektrisch, mechanisch, magnetisch, elektromagnetisch, thermisch, molekularstrukturell und auch chemisch aktive Medien vermitteln.

Die Wirkung entsteht durch einfache oder mehrfache Energiewandlung oder durch Beeinflussung mechanischer oder elektrischer Energieströme mit zusätzlichem Energieaufwand. Dabei kann die verursachende Energie als Energiestrom oder als Informationsträger bewertet werden; die Wirkung ist dann entweder als gestellter Energiestrom oder als Signal mit vorgegebenem Informationsträger aufzufassen. Sofern sich die Energieart zwischen Eingang und Ausgang unterscheidet, handelt es sich um Energiewandler.

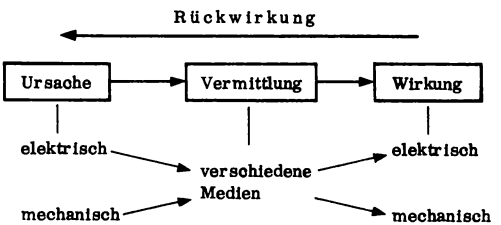


Bild 3.3.-1. Typische Wirkungskombinationen

Die Energiebilanz des Systems „*Ursache, Vermittlung* und *Wirkung*" hängt vom Wirkprinzip ab. So kann man, sofern große Ströme, Momente, Spannungen und/oder Kräfte beeinflußt werden, von Leistungsbauelementen sprechen, während andererseits zur Erzeugung folgerichtiger Signale elektromechanische Steuer- und Verstärkerelemente definiert werden können. Bild 3.3.-1 zeigt denkbare Wirkungskombinationen zwischen den Eingangs- und Ausgangsklemmen elektromechanischer Bauelemente.

3.3.2. Wirkungsprinzipe

Ausgehend von den o. g. Zusammenhängen sollen anhand der funktionellen Beziehungen zwischen Ursache und Wirkung bei elektromechanischen Bauelementen drei wichtige Wirkprinzipe erläutert werden. Bild 3.3.-1 ist im Sinne dieser Erläuterung als Blockschaltbild eines Übertragungssystems zu verstehen. Damit lassen sich eine *„direkte Vermittlung"*, eine *„indirekte Vermittlung"* und eine *„parametrische Vermittlung"* definieren. Diese Begriffe sollen an einigen praktischen Beispielen verdeutlicht werden.

Beispiele einer „direkten Vermittlung" sind die Zusammenhänge zwischen der Zugkraft F_Z eines Zugmagneten, wie er für Schütz- und Relaistriebsysteme Anwendung findet, und der Spannung U_S an der Erregerspule, oder zwischen der Kraftwirkung F_P und der Ausgangsspannung U_P an einem Piezokristall (Druck- bzw. Kraftmeßeinrichtungen, Kristalltonabnehmer, Piezofeuerzeug). Faßt man alle elektromagnetischen Eigenschaften des Zugmagneten als Konstante K_M zusammen (keine Eisensättigung), dann ergibt sich für die Zugkraft

$$F_Z = K_M U_S. \tag{3.3.-1}$$

Im Falle des Piezokristalles gilt im linearen Arbeitsbereich mit der Piezokonstanten P, die von Kristallgeometrie und -material abhängt,

$$U_P = PF_P. \tag{3.3.-2.}$$

Die „direkte Vermittlung" stellt also einen direkten proportionalen Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsgrößen dar. Für eine elektromechanische Bremseinrichtung, bei der ein Bremsbelag durch einen Elektromagneten an eine Bremstrommel oder -scheibe angedrückt wird, ergibt sich zwischen der Bremsreibungskraft R und dem Strom I_m durch den Elektromagneten ein indirekter Zusammenhang über den Reibkoeffizienten r und Magnetkraft F_m zwischen Bremsbelag und Bremstrommel bzw. -scheibe.
Es gilt

$$R = rF_m(I_m). \tag{3.3.-3}$$

Eine „parametrische Vermittlung" ergibt sich immer dann, wenn die Eingangsgröße (Ursache) und die Ausgangsgröße (Wirkung) energetisch weitgehend unabhängig voneinander sind. Die Eingangsgröße beeinflußt dann einen Parameter der Übertragungsstrecke (z. B. Relais: Der Spulenstrom (Ursache) verändert den Kontaktabstand (Parameter) und der Hauptstromkreis (Wirkung) wird geschaltet.).

Zwei weitere Beispiele sollen die „parametrische Vermittlung" verdeutlichen, ein Schalter bzw. ein Schiebewiderstand in einem Stromkreis.

Der Schalter ist ein Bauelement, bei dem durch eine Schaltkraft F_S ein Kontakt betätigt wird. Die Schaltkraft wirkt gegen eine Kontaktfederkraft F_K. Es kann eine Kontaktvermittlung

$$K_S = \begin{cases} 1 \text{ oder } 0 & \text{für } F_S > F_K \\ 0 \text{ oder } 1 & \text{für } F_S < F_K \end{cases}$$

definiert werden. Damit ergibt sich für die Ausgangsspannung U_a, wenn am Eingangskontakt die Spannung U_e anliegt

$$U_a = K_S(F_S)\, U_e. \tag{3.3.-4}$$

Für einen Schiebewiderstand mit dem Gesamt-Widerstandswert R_S und der Länge l gilt für einen Schiebeweg x:

$$R = \frac{x}{l} R_S. \tag{3.3.-5}$$

Die Spannung U_L an einem Lastwiderstand R_L wird nach der Spannungsteilerregel

$$U_L = \frac{R_L}{R_L + \frac{x}{l} R_S} U_e. \tag{3.3.-6}$$

	Wirkprinzip		
Bauelement	Ursache	Vermittlung	Wirkung
Relais, Schütze	elektromagnetisch	magnetomechanisch	elektrisch
Schalter, Taster, Endschalter	mechanisch	mechanisch	elektrisch
Überstromauslöser, Hubmagnete, Motor, Zeigermeßgeräte	elektrisch	elektromagnetisch	mechanisch
Bimetallauslöser	elektrisch	elektrothermisch	mechanisch
Piezofilter, Oberflächenwellenfilter	elektrisch	elektromechanisch	elektrisch
Piezoschwinger für Ultraschall	elektrisch	elektromechanisch	mechanisch
magnetostriktive Schwinger	elektrisch	magnetisch	mechanisch
Piezofilter, Piezogeber	mechanisch	mechanoelektrisch	elektrisch
Kupplungen, Bremsen	elektrisch	elektromagnetisch	mechanisch
Generatoren, Tachogeneratoren	mechanisch	magnetisch	elektrisch
Inkrementale Geber, Schlitzinitiatoren	mechanisch	optisch	elektrisch
Magnetköpfe für Bandgeräte, Disketten	magnetomechanisch	magnetoelektrisch	elektrisch
Schiebewiderstand	mechanisch	elektromechanisch	elektrisch

Bild 3.3.-2. Wichtige Wirkprinzipe und Beispiele

Vernachlässigt man mögliche Rückwirkungen (Rückwirkungsfreiheit: definierte Kopplung in Vorwärtsrichtung, Entkopplung in Rückwärtsrichtung), dann erkennt man die Entkopplung zwischen Ausgangs- und Eingangsgröße. Diese Entkopplung ist z. B. Voraussetzung für eine Schaltverstärkung eines Relais (geringer Steuerstrom schaltet großen Laststrom).

Eine Übersicht über häufig verwendete elektromechanische Bauelemente und ihre Wirkungsprinzipien gibt Bild 3.3.-2.

3.3.3. Ausgewählte Beispiele elektromechanischer Bauelemente

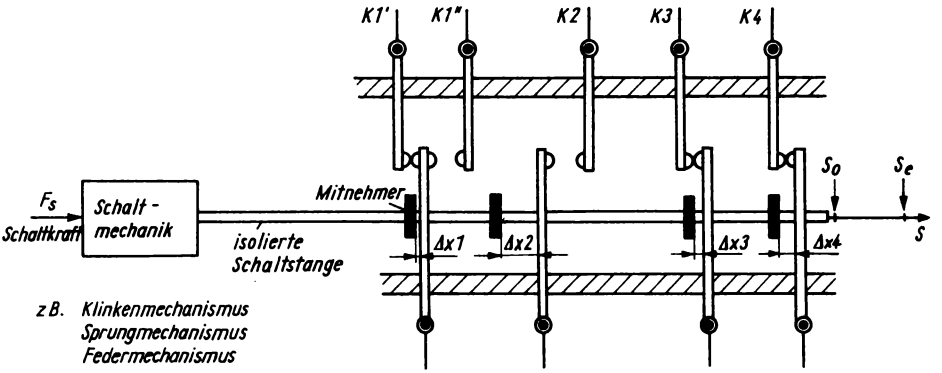
Im folgenden werden einige besonders wichtige Bauelemente näher erläutert. Ausgehend von Relais und Schützen werden Kontakte, der Elektromagnet und eine Bimetallanordnung in wesentlichen Grundzügen und Merkmalen beschrieben.

Relais, Schütze, Kontakte. Relais und Schütze sind Schalteinrichtungen, bei denen die Kontaktbewegung durch Triebsysteme erfolgt, in welchen verbreitet Elektromagnete eingesetzt werden (Für spezielle Anwendungen kann die Kontaktbewegung auch durch Bimetallanordnungen erfolgen). Während Relais im wesentlichen für geringe Schaltleistungen (Strombereich: μA ... A) eingesetzt werden, sind Schütze für große Schaltleistungen konzipiert (Strombereich: A ... kA). Diese Bauelemente sind ihrem Wirkprinzip nach den Elementen mit parametrischer Vermittlung zuzuordnen. Relais und Schütze werden häufig mit Kontaktsystemen ausgerüstet. Die Einzelkontakte sind untereinander und vom Erregerstromkreis isoliert. Jeder Einzelkontakt ist durch Gl. (3.3.-4) hinsichtlich seiner statischen Funktion beschreibbar. Für definierte Schaltfolgen können mechanische Mitnehmer für die Einzelkontakte eines Kontaktsystems so angeordnet werden, daß die Kontakte während eines Schaltzyklus zu unterschiedlichen Zeiten schalten. Bild 3.3.-3 zeigt das Prinzip eines solchen Kontaktsystems.

Für jeden einzelnen Kontakt ergeben sich komplizierte elektromechanische Probleme. Es ist hier zu unterscheiden zwischen den nicht rückwirkungsfreien Vorgängen im Laststromkreis und im Steuerkreis. Der Steuerkreis bewirkt über eine „Vermittlung", die verschiedener Natur sein kann, den Schaltvorgang. Im Bild 3.3.-4 sind die wesenlichen Zusammenhänge für einen einzelnen Kontakt dargestellt. Die Betätigungskraft F_b wirkt auf das mechanische System „Kontakt/Kontakfeder" so, daß beim Einschalten die Kontakte zusammengepreßt werden. Der zunächst hohe Kontaktwiderstand ($R_{Kaus} \rightarrow \infty$) sinkt dabei schnell auf kleine Werte ($R_{Kein} \rightarrow 0$) ab. Das Verhältnis R_{Kaus}/R_{Kein} bezeichnet man als Schaltverhältnis. Dieses kennzeichnet die Güte eines Schalters mit. Steigt nun der Strom i_L schnell an, so können beim Einschalten große Verlustleistungen an der Kontaktfläche entstehen (Kontaktabbrand).

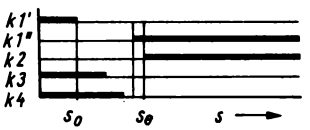
Im Einschaltzustand entsteht der geringe Kontaktspannungsabfall $U_K = R_K I_L$ ($R_K \rightarrow 0$). Beim Abschalten (Öffnen des Kontaktes) fließt der Strom im Falle induktiver Last über einen Lichtbogen (Schaltfunken) solange weiter, bis die magnetische Energie der Lastinduktivität weitgehend im Lichtbogen in Wärme umgesetzt ist. Bei hohen Schaltleistungen (Starkstrom) verwendet man Schütze mit speziellen Kühleinrichtungen für die Schaltlichtbögen (Funkenlöschkammern). Bei großen Schaltfrequenzen muß die Schaltverlustwärme schnell abgeführt wer-

den, da sonst hoher Verschleiß auftritt (Unterbrecherkontakte bei Kfz). Zu Bild 3.3.-4 ist eine Differentialgleichung (DGL) gegeben, die das Verhalten der mechanisch bewegten Teile beschreibt. Die Koeffizienten dieser DGL können sich während des Schaltens unstetig ändern. Damit entstehen auch Lösungen der DGL, die Schwingvorgänge beschreiben. Tatsächlich gibt es solche Schwingungen. Sie erzeugen das Kontaktprellen, einen Vorgang, der ein zeitlich genau definiertes Schalten nicht zuläßt.



K1 schaltet vor K2 ($\Delta x1 < \Delta x2$)
K3 schaltet vor K2 ($\Delta x3 < \Delta x2$)
K3 schaltet vor K4 ($\Delta x4 > \Delta x3$)

Bild 3.3.-3
Schema eines möglichen Relaiskontaktsystems
K1 Umschaltkontakt (Wechsler)
K2 Schließer (verzögert)
K3 Öffner
K4 Öffner (verzögert)



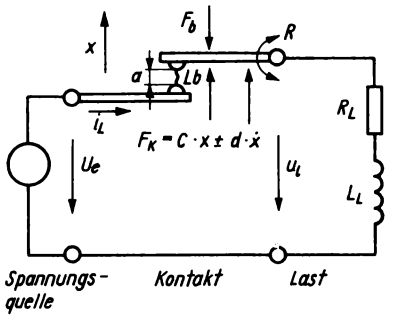


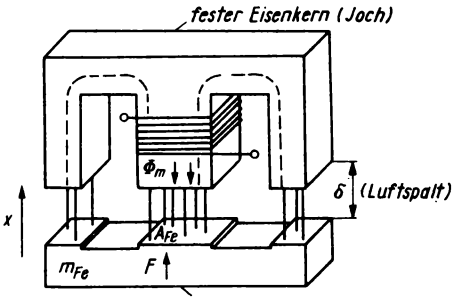
Bild 3.3.-4. Elektrischer Kontakt
– vereinfachte Darstellung –
U_e Eingangsspannung
u_L Lastspannung
i_L Laststrom
R_L Lastwiderstand
L_L Lastinduktivität
R_K Kontaktübergangswiderstand
Lb Lichtbogen
a Kontaktabstand

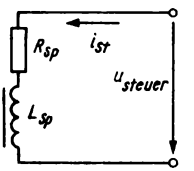
mech. $F_b = m \cdot \ddot{x} + d \cdot \dot{x} + c \cdot x \pm R$ $\qquad F_b = F_b$ (Betätigungssystem)
Betät.-kraft – Massen-kraft – Dämpfungs-kraft – Feder-kraft – Reibungs-kraft

elektr. $U_e = u_{Lb} \cdot (i, a, \vartheta_{Lb}) + R_L \cdot i_L + L \frac{di}{dt} + R_K \cdot i_L$
Netz-spannung – Lichtbogen-spannung – Spannung am Lastwiderstand – Spannung an L_L – Kontakt-spannung

Elektromagnete. Häufig werden für elektromechanische Systeme Elektromagnete in Triebsystemen eingesetzt. Der Grund dafür ist, daß Kräfte mit ausreichender Wirkungsdistanz nur durch Magnetfelder erreichbar sind, da im Magnetfeld die Energiedichte dW_L/dV um Größenordnungen höher ist, als die im elektrischen Feld mit vergleichbarem Aufwand erreichbare. Zwei Prinzipe sind hier zu unterscheiden:

a) die Kraftwirkung zwischen zwei Magneten
b) das Minimumprinzip: Magnetisch aktives Material formiert sich stets so, daß die Energiedichte maximal ist, d. h., ein minimales Volumen bei vorgegebener Energie eingenommen wird (Luftspalte verschwinden).





elektrische Ersatzschaltung des Elektromagneten

$$u_{St} = R_{Sp} \cdot i_{St} + L_{Sp} \cdot \frac{di_{St}}{dt}$$

Beachte: $\left(dL_{Sp} = \frac{2F}{i^2} \cdot dx\right)$

$$\text{DGL.:} \quad u \cdot i \cdot dt = F \cdot dx + d\left(\frac{B^2}{2\mu} \cdot V\right)$$

elektr. Energie | mech. Energie | magn. Energie

für $d\Phi = 0$

$$0 = F \cdot dx - \frac{B^2}{2\mu_0} \cdot A_{Fe} \cdot dx$$

$$F = \frac{B^2}{2\mu_0} \cdot A_{Fe} = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{dL}{dx}$$

$$\Phi_m = B \cdot A_{Fe}$$

Bild 3.3.-5. Beispiel für einen Elektromagneten
ϕ_m magnetischer Fluß
B magnische Induktion

Bild 3.3.-5 verdeutlicht die Wirkungsweise eines Elektromagneten. Die prinzipiellen Zusammenhänge sind für den statischen Fall angegeben. Bei Bewegung des Ankers gelten jedoch die Bewegungsdifferentialgleichungen, die nichtlineare dynamische Eisenkennlinie und die Rückwirkung auf den Steuerkreis infolge Änderung des magnetischen Widerstandes (Induktivitätsänderung). Bild 3.3.-6 zeigt den Zusammenhang zwischen Spulenstrom, Luftspaltlänge und erzeugter Kraft. Zu beachten ist hier der unterschiedliche Zugkraftverlauf bei Wechselstrom- bzw. Gleichstrommagneten. (Hinweis: Wechselstrommagnete und Gleichstrommagnete unterscheiden sich sowohl in der Kernausführung als auch in der Spulendimensionierung).

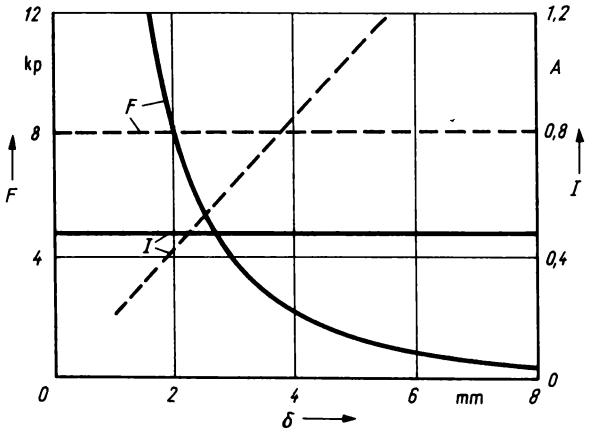
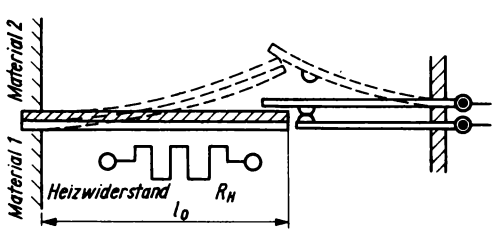


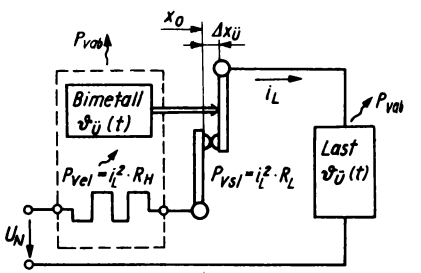
Bild 3.3.-6. Idealisierte Zugkraft- und Stromkennlinien eines Elektromagneten nach /31/ für Erregung mit Gleichstrom (——) und Wechselstrom (– – –)

Bimetallanordnung. Bimetallanordnungen bestehen aus zwei fest miteinander verbundenen (verschweißten) Metallblechen mit unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten. Bei Temperaturänderungen biegt sich dieses Material infolge der auftretenden mechanischen Spannungen. Bild 3.3.-7 zeigt einen Bimetallkontakt, wie er in einfachen Temperaturreglern und thermischen Überstromauslösern eingesetzt wird. Der Bimetallstreifen wird hier entweder direkt durch den hindurchfließenden Strom erwärmt oder mit einer speziellen Heizanordnung



$$l_{M1}(\vartheta) = l_0 (1 + \alpha_1 \Delta\vartheta + \cdots)$$

$$l_{M2}(\vartheta) = l_0 (1 + \alpha_2 \Delta\vartheta + \cdots)$$



$$x_0 = c \cdot l_0 (1 + \Delta\alpha \cdot \vartheta_0)$$

$$\text{Bimetall: } \Delta x_{\ddot{u}} = c \cdot l_0 \cdot \Delta\alpha \cdot \Delta\hat{\vartheta}_{\ddot{u}} \left(1 - e^{-\frac{t_{\ddot{u}}}{\tau_{th}}}\right)$$

$$\text{Last: } \vartheta_{\ddot{u}}(t) = \Delta\hat{\vartheta}_{\ddot{u}} \left(1 - e^{-\frac{t_{\ddot{u}}}{\tau_{th}}}\right)$$

$$\text{mit: } \Delta\vartheta_{\ddot{u}} = \hat{\vartheta}_{\ddot{u}}^{\infty} - \vartheta_0;\ \Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$$

Bild 3.3.-7. Beispiele für Bimetallanordnungen

$\vartheta_{\ddot{U}}$ End-Übertemperatur
ϑ_O Betriebstemperatur
P_V Verlustleistung
τ_{th} thermische Zeitkonstante
$\alpha_{1/2}$ linearer Ausdehnungskoeffizient

versehen. Für kleine Biegeauslenkungen kann Δx als temperaturproportional angenommen werden. Im Bild 3.3.-7 wird ein Stromkreis gezeigt, bei dem Heizwiderstand und Bimetallkontakt in Reihe im Laststromkreis angeordnet sind. Sofern die Verlustleistungsbilanz und die thermische Zeitkonstante des Bimetallsystems denen der Last entsprechen, kann von einer thermischen Nachbildung gesprochen werden. Mit einer solchen Anordnung ist leicht ein thermischer Überstromschutz realisierbar. In Motorschutzschaltern und Sicherungsautomaten werden Bimetallauslöser eingesetzt.

Für Temperaturregelungen ist es günstig, den Bimetallkontakt direkt als Temperatursensor einzusetzen. Man erreicht hier für viele praktische Fälle ausreichende Genauigkeiten. Bimetallkontakte zeichnen sich durch Einfachheit und hohe Zuverlässigkeit aus.

3.4. Hydraulische und pneumatische Bauelemente

Die Darstellung des Aufbaus, der Funktion und des Zusammenwirkens der einzelnen Bauelemente einer hydraulischen oder pneumatischen Anlage erfolgt in einem sog. Funktionsschaltplan. Darin werden die Bauelemente sowie die Art und Weise ihrer Verknüpfung durch standardisierte Symbole veranschaulicht. Bild 3.4.-1 zeigt eine Auswahl von international abgestimmten Symbolen häufig eingesetzter Bauelemente. Die einzelnen Symbolelemente sind kombinationsfähig, so daß daraus Darstellungen für kompliziertere Funktionselemente abgeleitet werden können. Anwendungsbeispiele werden in den nachfolgenden Abschnitten gezeigt.

3.4.1. Hydraulische Bauelemente

3.4.1.1. Pumpen und Motoren

Die Erzeugung des zum Betrieb einer hydraulischen Anlage erforderlichen ununterbrochenen Flüssigkeitsstromes sowie die Sicherung des notwendigen Druckes erfolgt in sog. Druckstromerzeugern (Pumpen) durch Umwandlung von mechanischer in hydraulische Energie eines Flüssigkeitsstromes. Wichtige Druckstromverbraucher sind Hydromotoren und Arbeitszylinder. In ihnen erfolgt die Rückwandlung der hydraulischen Energie des Druckflüssigkeitsstromes in mechanische Energie. Pumpen und Motoren arbeiten nach dem *Verdrängerprinzip*, d. h., die Bewegung der Flüssigkeit wird hervorgerufen durch abwechselnde Vergrößerung und Verkleinerung der mit Flüssigkeit gefüllten Räume durch Verdrängerelemente.

Charakteristisches Kennzeichen hydraulischer Verdrängermaschinen ist das sog. Verdrängungsvolumen bei einer Umdrehung der Antriebswelle gemäß

$$Q_{\text{theor.}} = nV = \frac{\omega}{2\pi} V$$

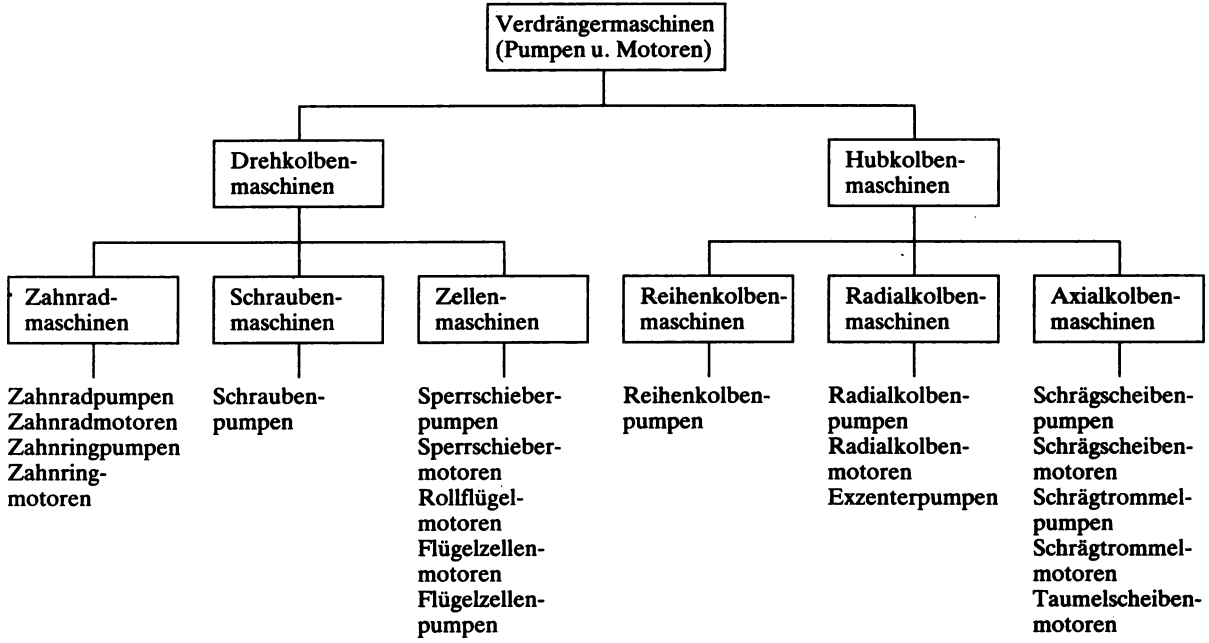
$\omega = 2\pi n$ Winkelgeschwindigkeit
n Drehzahl.

lfd. Nr.	Grundsymbol Hydraulik	Grundsymbol Pneumatik	Erläuterung Bedeutung	Erläuterung Bemerkungen
1	▼	▽	Stromrichtung	
2	⟷		Bewegungs-richtung	geradlinige Bewegung in zwei Richtungen
3			Stellglied	Verstellung durch Handbetätigung
4				Verstellung durch Stößel oder Taster
5				Verstellung durch Magnet mit einer Wicklung
6	M			Verstellung durch Elektro-motor (drehrichtungsumkehrbar)
7				Verst. durch Hydraulik- bzw. Pneumatik fluid, direktwirkend
8		—	Pumpe	zwei Förderrichtungen, konstantes Verdrän-gungsvolumen
9		—		eine Förderrichtung, veränderbares Ver-drängungsvolumen
10	—		Verdichter	gleichbleibende Förderrichtung
11			Rotations-motor	gleichbleibende Ab-triebsdrehrichtung, konstantes Verdrän-gungsvolumen

lfd. Nr.	Grundsymbol Hydraulik	Grundsymbol Pneumatik	Erläuterung Bedeutung	Erläuterung Bemerkungen
12			Arbeits-zylinder	einfachwirkend durch Scheibenkolben, Rück-bewegung durch Federkraft
13			Schlauch-kupplung	mit Rückschlagventil, gekuppelter Zustand, Durchfluß geöffnet
14			2/2-Wege-ventil	Verstellung durch Muskelkraft
15			3/2-Wege-ventil	einseitige elektromag-netische Verstellung und Federrückführung, mit durchlaufender Zwischenstellung
16			Druckventil	mit einer Strom-richtung
17			Drossel-ventil	mit konstanter Veren-gung, in Leitung eingebaut
18			Absperr-ventil	
19			Kontakt-manometer	

Bild 3.4.-1. Auswahl von Symbolen der Hydraulik und Pneumatik

Tafel 3.4.-1. Möglichkeit der Einteilung von Verdrängermaschinen



Tafel 3.4.-1 zeigt eine Einteilung von Verdrängermaschinen (Pumpen und Motoren) nach der Art der im Förderraum wirkenden Funktionselemente. Weitere Unterscheidungsmerkmale – insbesondere für Pumpen – können sein:

- Verstellbarkeit des Förderstromes (Konstant- oder Verstellpumpen)
- Ansaugfähigkeit (selbstansaugende und nicht selbstansaugende Pumpen)
- Anzahl der Förderströme (Einstrom- und Mehrstrompumpen).

Die zur Lösung einer Automatisierungsaufgabe richtige Auswahl der Pumpen bzw. Motoren beeinflußt in entscheidendem Maße die Funktionsfähigkeit und Effektivität einer hydraulischen Anlage. Nachfolgend werden deshalb einige Hinweise zur Auswahl und zum sachgerechten Einsatz von Pumpen und Motoren gegeben.

Zahnradmaschinen. Zahnradmaschinen können vom Funktionsprinzip gesehen sowohl im Pumpen- als auch im Motorbetrieb eingesetzt werden. Sie sind die einfachsten und billigsten Druckstromerzeuger, haben gute Laufeigenschaften und kleines Bauvolumen. Eine Änderung des Förderstromes ist jedoch nur durch Änderung der Antriebsdrehzahl möglich. Sie werden sowohl als Förder- oder Schmiermittelpumpen für niedrige Drücke als auch als Hochdruckpumpen bzw. -motoren für Drücke bis 20 MPa eingesetzt.

Schraubenmaschinen. Schraubenmaschinen sind ebenfalls Verdrängermaschinen mit konstantem Verdrängungsvolumen. Das Funktionsprinzip (zwei bzw. mehrere ineinandergreifende sich drehende Schraubenspindeln) ermöglicht eine gleichmäßige und stoßfreie Förderung, große Laufruhe und hohe Drehzahlen. Wegen der hohen Forderungen an die Fertigungsgenauigkeit sind diese Maschinen jedoch relativ teuer. Sie werden im Niederdruckbereich (1 ... 4) MPa und im Hochdruckbereich (16 ... 20) MPa eingesetzt. Als Motoren haben Schraubenmaschinen bisher kaum Anwendung gefunden.

Zellenmaschinen. Zellenmaschinen mit veränderlichem oder konstàntem Verdrängungsvolumen sind die relativ teueren Flügelzellenpumpen bzw. Flügelzellenmotoren. Als Pumpen eignen sie sich besonders zur Förderung großer Druckölströme bei geringen Drücken. Häufiger eingesetzte Zellenmaschinen mit konstantem Verdrängungsvolumen sind Sperrschieberpumpen bzw. Sperrschiebermotoren. Sperrschieberpumpen sind anzutreffen, wenn pulsationsarmer Förderstrom und sehr geringe Geräuschpegel erforderlich sind. Hohe Anforderungen an das Anfahrverhalten und die Konstanz der Drehzahl können durch Rollflügelmotoren gesichert werden.

Reihenkolbenmaschinen. Reihenkolbenmaschinen werden ausschließlich als Pumpen für Spezialzwecke (kleiner Förderstrom bei hohem Druck – bis 100 MPa –) eingesetzt.

Radialkolbenmaschinen. Radialkolbenmaschinen besitzen meist konstantes, selten veränderliches Verdrängungsvolumen. Pumpen und Motoren basieren zwar auf dem gleichen Wirkprinzip, unterscheiden sich aber in ihrer konstruktiven Ausführung. Trotz ihres ungünstigen Masse-Volumen-Leistungsverhältnisses werden Radialkolbenmaschinen insbesondere bei rauhen Betriebsbedingungen bevorzugt eingesetzt.

Axialkolbenmaschinen. Die bekannteste und verbreitetste Bauform von Axialkolbenmaschinen ist die Schrägscheibenpumpe. Ihr Vorteil liegt vor allem in ihrer hohen Druckbelastbarkeit, der robusten Bauart und den relativ einfachen Verstellmöglichkeiten bei großen Verstellbereichen. Sie finden deshalb bevorzugt im Werkzeugmaschinenbau Anwendung.

Geringe Bedeutung haben Schrägscheibenmotore und Schrägtrommelmaschinen. Da jedoch Schrägtrommelmotoren Vorteile gegenüber Schrägscheibenmotoren aufweisen, ist häufig in hydraulischen Anlagen eine Kombination von Schrägscheibenpumpe und Schrägtrommelmotor anzutreffen.

3.4.1.2. Arbeitszylinder

Arbeitszylinder sind wie Hydromotoren Druckstromverbraucher. Sie bestehen im wesentlichen aus einem Hubzylinder, einem Kolben und einer Kolbenstange (Bild 3.4.-2).

Mit Arbeitszylindern sind geradlinige Bewegungen bei relativ großen Kräften in Maschinen und Anlagen möglich. Allgemein werden sie deshalb auch als hydraulische Linearmotore bzw. Flüssigkeitsmotore für geradlinige Bewegung bezeichnet. Die Geschwindigkeiten der von Arbeitszylindern bewegten Anlagenteile können über die Veränderung des zugeleiteten Flüssigkeitsstromes gesteuert werden. Den Maximaldruck begrenzt ein Druckventil.

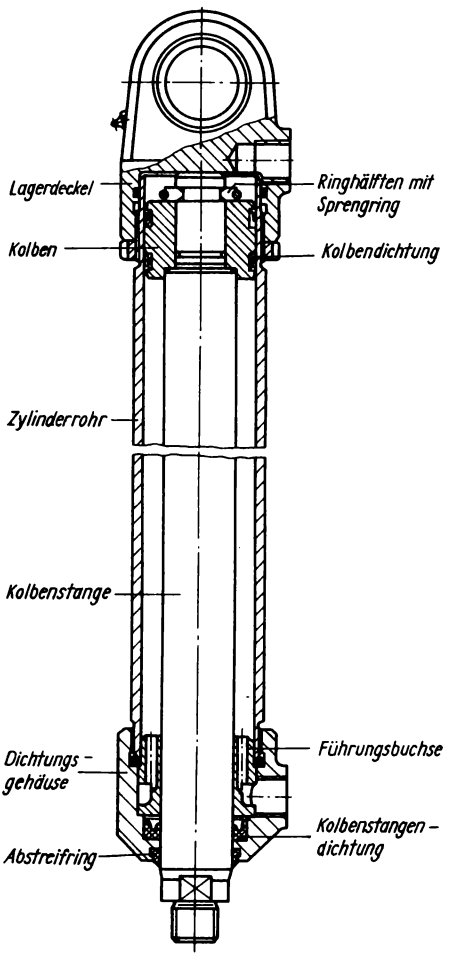


Bild 3.4.-2. Schnittbild eines Arbeitszylinders

Wird über den Leitungsanschluß Hydraulikflüssigkeit in den Zylinderraum gedrückt, so bewegt diese Flüssigkeit den Kolben in Arbeitsrichtung. Der dabei zurückgelegte Kolbenweg s hängt vom zugeführten Flüssigkeitsvolumen V und der wirksamen Kolbenflächen A ab, es gilt

$$s = \frac{V}{A}. \tag{3.4.-2}$$

Die Geschwindigkeit v des Kolbens wird entsprechend der Kontinuitätsgleichung (2.2.-8) durch die wirksame Kolbenfläche A und den zugeführten Flüssigkeitsstrom Q gemäß

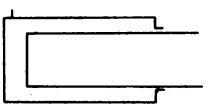
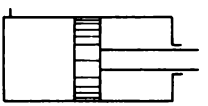
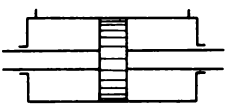
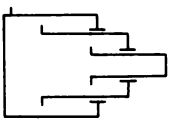
$$v = \frac{Q}{A} \tag{3.4.-3}$$

bestimmt.

Bezüglich der Wirkungsweise können *einfachwirkende* und *doppeltwirkende* Arbeitszylinder unterschieden werden. Einfachwirkende Arbeitszylinder haben nur einen Leitungsanschluß und können demzufolge auch nur in einer Richtung (Ausfahren des Kolbens) wirken. Die Rückführung des Kolbens muß durch äußere Rückstellkräfte (Eigengewicht, Feder o.ä.) erfolgen. Doppeltwirkende Arbeitszylinder haben zwei durch einen Scheibenkolben getrennte Zylinderräume mit je einem Leitungsanschluß; sie gestatten das wechselseitige Beaufschlagen der Kolbenflächen mit einem Druckvolumenstrom. Neben der unmittelbaren Druckausübung auf den Kolben in Arbeitsrichtung muß bei dieser Anordnung noch zusätzlich die Hydraulikflüssigkeit des benachbarten Zylinderraumes in die Rückleitung gedrückt werden. Tafel 3.4.-2 zeigt eine Übersicht zu den wesentlichen Bauformen hydraulischer Arbeitszylinder.

Zur Vermeidung von Schlägen bzw. Erschütterungen können hydraulische Arbeitszylinder mit einer Endlagenbremsung ausgerüstet sein. Die Bremsung wird

Tafel 3.4.-2. Wesentliche Bauformen hydraulischer Arbeitszylinder

Zylinderart / Kolbenart	Einfachwirkende Arbeitszylinder	Doppeltwirkende Arbeitszylinder
Tauchkolben (Plunger)		
Scheibenkolben		
Teleskopkolben		

üblicherweise durch Drosseln des Abflusses der Hydraulikflüssigkeit kurz vor dem Erreichen der Endlage des Kolbens erreicht.

Diese relativ einfachen, vielfach bewährten Arbeitszylinder finden auch in der modernen Technik weiterhin Verwendung. Als Beispiel dafür zeigt Bild 3.4.-3 eine sog. Lineareinheit zur Erzeugung translatorischer Bewegungen in Zweisäulenausführung. Diese mit Wegmeßsystem und Servoventil (s. Abschn. 4.2.1.2.1.) ausgerüsteten Lineareinheiten finden heute insbesondere an Industrierobotern vielfache Anwendung. Bild 3.4.-4 veranschaulicht den speziellen Aufbau solcher hydraulischer Lineareinheiten. Auch auf die Möglichkeit der Nutzung von sog. Schwenkmotoren zur Erzeugung rotatorischer Bewegungen sei an dieser Stelle hingewiesen. Auf Sonderformen von Arbeitszylindern (z.B. Bremszylinder in Kraftfahrzeugen u.ä.) kann im Rahmen des Lehrbuches nicht eingegangen werden.

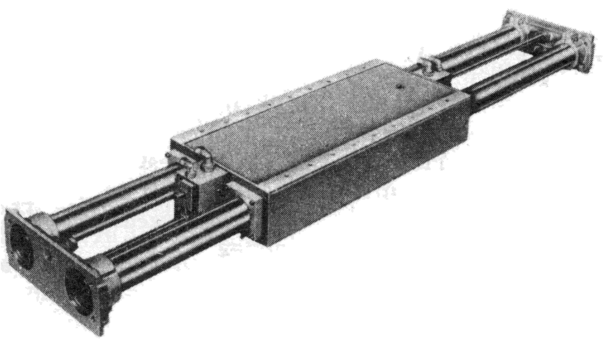


Bild 3.4.-3. Hydraulische Lineareinheit (Zweisäulenausführung)

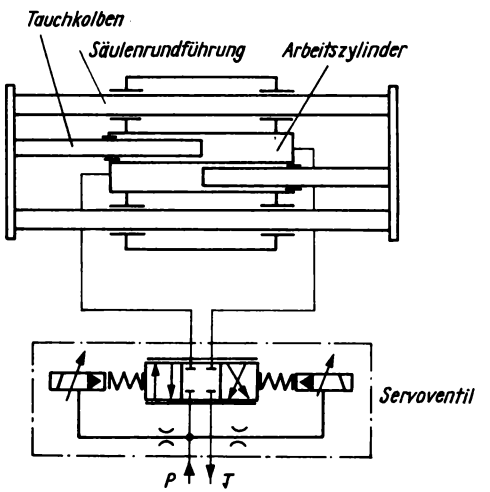


Bild 3.4.-4. Prinzipieller Aufbau einer hydraulischen Lineareinheit

3.4.1.3. Ventile

Zur Sicherung der Betriebsbedingungen in einer hydraulischen Anlage ist die Einhaltung bestimmter Parameter erforderlich. Diese Aufgabe wird von Ventilen, die an bestimmten Stellen zwischen Druckstromerzeuger und Druckstromverbraucher angeordnet sind, übernommen. Sie können durch mechanische, pneumatische, elektrische oder hydraulische Stellsignale gesteuert werden.

Ventile dienen in der Hauptsache zur Begrenzung des Druckes *(Druckventile)*, zur Verhinderung einer bestimmten Flußrichtung *(Sperrventile)*, zur Beeinflussung der Größe des Druckstromes *(Stromventile)* sowie zur Verteilung und Zusammenführung von Druckströmen *(Wegeventile)*. Bei der Auswahl sind neben der zu erfüllenden Funktion die erforderliche Nenngröße von Druck und Strom sowie die vorgesehene Montageart zu beachten. Die Nenngröße eines Ventils und damit die Baugröße wird durch die Hauptkennwerte Nennwerte (NW) und Nenndruck (ND) bestimmt. Während in der Vergangenheit Ventile für mehrere Nenndruckstufen (insbesondere ND 6,3; 16 und 32 MPa) eingesetzt wurden, ist man aus wirtschaftlichen Erwägungen gegenwärtig bestrebt, mit einer Nenndruckstufe alle Aufgaben zu erfüllen. In der DDR wurde ein standardisierter Ventilbaukasten von ORSTA-Hydraulik für ND 32 MPa entwickelt.

Das prinzipielle Wirkprinzip von Ventilen beruht auf Öffnen oder Schließen eines oder auch mehrerer Ventilelemente bzw. Ansteuerung bestimmter Zwischenstellungen der Elemente. Häufig anzutreffendes Element ist das *Kolbenlängsschieberelement* (Bild 3.4.-5); daneben finden noch *Kugelsitzelemente, Kegelsitzelemente* und *Teller-* bzw. *Plattenelemente* Anwendung.

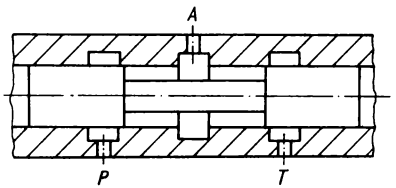


Bild 3.4.-5. Wirkprinzip eines Kolbenlängsschieberelementes

Druckventile. Druckventile haben die spezielle Aufgabe, den Druck, die Druckdifferenz oder das Druckverhältnis auf einen vorgegebenen Wert zu begrenzen, konstant zu halten bzw. in Abhängigkeit von bestimmten Bedingungen zu verändern. Demzufolge kann unterschieden werden in Druckbegrenzungsventile (VD), Druckminderventile (VM), Druckdifferenzventile (VDi) und Druckverhältnisventile (VDr). Neben direkt gesteuerten Ventilen werden insbesondere bei hohen Drücken bzw. großen Druckflußmengen sog. vorgesteuerte Ventile eingesetzt. Ein relativ kleines Druckbegrenzungsventil (Vorsteuerventil) steuert hierbei das Hauptventil. Dadurch ergeben sich geringe Einstellkräfte und kleine Abmessungen sowie die Möglichkeit der Fernsteuerung durch getrennte Anordnung von Vorsteuer- und Hauptventil.

Ein direkt gesteuertes Druckbegrenzungsventil (Nennweite 04) zeigt Bild 3.4.-6. Im Gehäuse *(1)* ist ein Dämpfungskegel *(2)* druckdicht eingebracht. Auf diesem Dämpfungskegel wird der Ventilschieber *(3)* geführt. Durch eine Stellfeder *(4)* wird eine durch eine Stellspindel veränderbare Vorspannkraft aufgebracht. Das Druckbegrenzungsventil ist geschlossen. Über den Zulauf *P* wird der Ventilschieber mit Druck beaufschlagt. Übersteigt die resultierende Kraft die Vor-

spannkraft der Stellfeder, so hebt sich der Ventilschieber von seinem Sitz ab und gibt den Durchfluß von P nach T frei. Das Ventil schließt wieder, wenn die Druckkraft den Wert der eingestellten Federkraft unterschreitet.

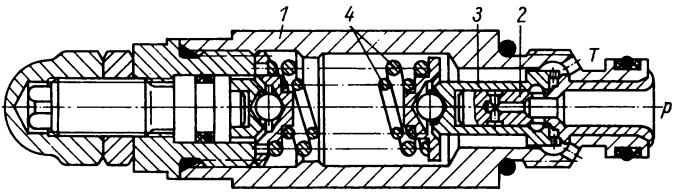


Bild 3.4.-6. Direktgesteuertes Druckbegrenzungsventil

Stromventile. Vorrangige Aufgabe von Stromventilen ist die zweckdienliche Beeinflussung von Flüssigkeitsströmen. Im allgemeinen erfolgt dies durch Änderung des Durchflußquerschnittes. So kann z. B. relativ einfach erreicht werden, daß durch Veränderung des einem Hydromotor mit konstantem Verdrängungsvolumen zugeführten Flüssigkeitsstromes eine stufenlose Änderung der Drehzahl bzw. Geschwindigkeit des Hydromotors erfolgt. Daraus erwächst ein großer Vorteil hydraulischer Antriebe.

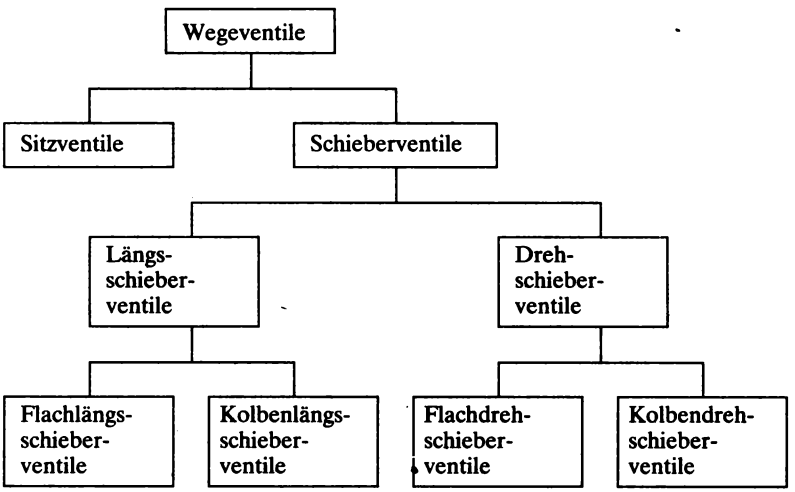
Hinsichtlich ihrer Funktion können Drosselventile (VDr), Stromregelventile (VS) und Stromteilventile (VT) unterschieden werden. Drosselventile sind in ihrem Aufbau relativ einfach. Bei ihrem Einsatz ist auf die Lastabhängigkeit des Stromes zu achten. Muß zur Lösung einer Automatisierungsaufgabe Belastungsunabhängigkeit des Stromes gesichert werden, finden Stromregelventile Anwendung. Sie stellen eine Ventilkombination aus Drosselventil und Druckdifferenzventil dar. Stromteilventile haben die Aufgabe, einen Flüssigkeitsstrom in zwei zueinander in einem bestimmten Verhältnis stehende Teilströme aufzuteilen. Sie finden insbesondere Anwendung zur Sicherung des Synchronlaufes von zwei parallelgeschalteten Hydromotoren.

Sperrventile. Sperrventile dienen vorrangig dazu, den Durchfluß eines Flüssigkeitsstromes in bestimmten Flußrichtungen zu sperren bzw. eine Sperrung unter bestimmten Bedingungen aufzuheben. Die einfachste Form stellt das Absperrventil (VA) zum Öffnen oder Schließen einer Leitung dar. Daneben kommen noch Rückschlagventile (VR), die den Stromfluß nur in einer Richtung gestatten, und entsperrbare Rückschlagventile bei Forderung nach Aufhebung der Sperrwirkung unter bestimmten Bedingungen zum Einsatz. Sonderformen stellen Rohrbruchventile und federlose Doppelrückschlagventile, sog. Wechselventile, dar. Mit Wechselventilen können insbesondere ODER-Funktionen bzw. UND-Funktionen realisiert werden. Ihr Einsatz kann z. B. als Sicherheitsschaltung für Zweihandbedienung bei hydraulischen Pressen erfolgen.

Wegeventile. Eine in Hydraulikanlagen immer wiederkehrende Aufgabe besteht darin, einen Hydromotor aus dem Stillstand anzufahren, ihn anzuhalten oder auch seine Bewegungsrichtung zu verändern. Diese Aufgabe wird von in den Hydraulikleitungen angeordneten Wegeventilen durch geeignete Kombination von Freigabe, Sperrung oder Verzweigung der Flüssigkeitsströme übernommen. Wegeventile sind also Richtungsventile, deren Steuerkolben in verschiedene festgelegte Schaltstellungen gebracht werden kann, wodurch unterschiedliche Ver-

bindungen (Wege) der angeschlossenen Leitungen hergestellt werden. Dabei können auch relativ komplizierte Ventilanordnungen erforderlich sein, die Dank der Kombinierbarkeit der Schaltsymbole als geschlossene Einheit im Funktionsschaltplan darstellbar sind. Wesentliche Unterscheidungsmerkmale solcher Wegeventile sind Wirkprinzip bzw. konstruktive Gestaltung der Ventilelemente, die Anzahl der Hydraulikanschlüsse, die möglichen Schaltstellungen und die Art ihrer Einstellung. Nach dem Wirkprinzip bzw. der konstruktiven Gestaltung werden Schieber- und Sitzventile unterschieden. Die häufigste und verbreitetste Bauform stellen die Schieberventile dar. Sie werden vorrangig als Kolbenlängsschieberventile ausgeführt; sie eigenen sich für relativ hohe Drücke, können mit geringen Kräften verstellt werden und sind einfach in ihrer Herstellung. Die andere Bauform, die Kolbendrehschieberventile, finden nur für spezielle Zwecke praktische Anwendung. In zunehmendem Umfang finden heute – bedingt durch einige Vorteile – jedoch auch Sitzventile (als Kugelsitz-, Kegelsitz- bzw. Plansitzventile) Anwendung als Wegeventile. Eine Gesamtübersicht möglicher Bauformen zeigt Tafel 3.4.-3. Die erforderliche Anzahl der Anschlüsse von Wegeventilen einerseits und die notwendige Anzahl der Schaltstellungen andererseits ergeben sich aus dem konkreten Anwendungsfall; sie kennzeichnen das spezielle Wegeventil und schlagen sich in dessen Bezeichnung nieder. So hat z. B. ein 5/3-Wegeventil fünf Anschlüsse und ermöglicht drei Schaltstellungen (siehe hierzu auch Tafel 1.2.-1!).

Tafel 3.4.-3. Übersicht über Bauformen von Wegeventilen
– vereinfachte Darstellung –



Bezüglich der Anschlüsse bzw. Kanäle des möglichen Druckstromes sind in der Automatisierungstechnik vorrangig Zweikanalsysteme (z. B. 2/2-Wegeventile), Dreikanalsysteme, Vierkanalsysteme und Fünfkanalsysteme anzutreffen. Für Sonderaufgaben gibt es außerdem noch Sechs- und Achtkanalsysteme.

Zur Veranschaulichung der prinzipiellen Wirkungsweise eines Wegeventils sowie der den Schaltstellungen entsprechenden Interpretation durch die Symbole wurde ein 3/3-Wegeventil ausgewählt (Bild 3.4.-7).

Ein Wegeventil wird grundsätzlich durch ein quadratisches Feld mit den von außen herangeführten Leitungsanschlüssen dargestellt. Die Anzahl der Felder entspricht der Anzahl der Schaltstellungen, wobei zu beachten ist, daß bei Ventilen mit beliebigen Zwischenstellungen die Felder durch gestrichelte Linien gegenseitig abgegrenzt werden. Die Linien und Pfeile geben die Verbindungswege und Durchflußrichtungen an. Blockierte Leitungen werden durch einen Querstrich abgeschlossen.

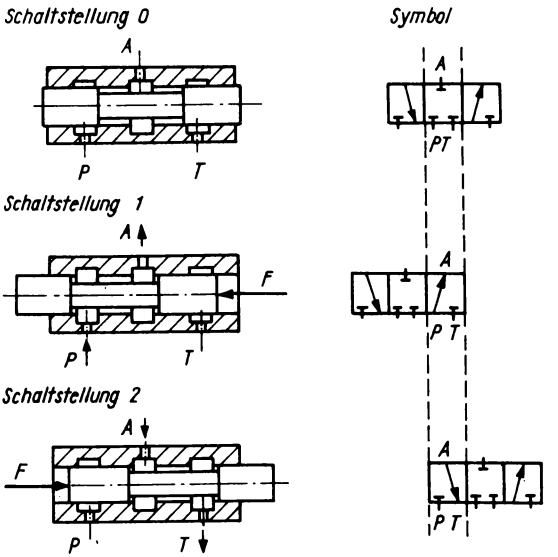


Bild 3.4.-7. Wirkprinzip eines 3/3-Wegeventils
A Anschluß für Verbrauchsleitung
P Anschluß für Druckleitung
T Anschluß für Ablaufleitung

Bei Schaltstellung 0 sind in dem gewählten Beispiel alle Leitungen abgesperrt, d. h., vom Druckstromanschluß *P* kann keine Hydraulikflüssigkeit zum Verbraucheranschluß *A* fließen. In der symbolischen Darstellung (mittleres quadratisches Feld) ist zwischen den Anschlüssen keine Verbindung eingezeichnet. Wird der Kolbenlängsschieber in Schaltstellung *1* gebracht, z. B. von Hand, durch einen Nocken, pneumatisch, hydrostatisch oder elektromagnetisch, so fließt der Druckstrom vom Anschluß *P* zum Verbraucheranschluß *A*. Bei der symbolischen Darstellung denkt man sich also die drei jeweils einer Schaltstellung entsprechenden quadratischen Felder nach links verschoben, so daß sich die Anschlüsse *A*, *P* und *T* am rechten Feld befinden. Der Fluß des Druckstromes wird von *P* nach *A* eingezeichnet.

Bei Schaltstellung *2* ist dann in analoger Weise der Anschluß *A* mit der Abflußleitung *T* verbunden.

Beachte: Die Darstellung von Wegeventilen in Funktionsschaltplänen erfolgt grundsätzlich in 0-Stellung; die Angabe der Betätigungsart des Ventils erfolgt durch Anfügen von Symbolen (siehe dazu auch Tafel 1.2.-1!).

3.4.2. Pneumatische Bauelemente

3.4.2.1. Drucklufterzeuger

Druckluft wird in der Industrie für die Lösung vielfältiger Aufgaben genutzt. Neben den unmittelbaren Steuerungsaufgaben findet Druckluft z. B. zur Betätigung von Spanneinrichtungen, zum Reinigen von Vorrichtungen, Werkzeugen und Erzeugnissen u. ä. Anwendung. Anlagen zur Drucklufterzeugung sind deshalb häufig im Gegensatz zu den Druckstromerzeugern der Hydraulik zentral und stationär installiert.

Die Erzeugung von Druckluft erfolgt in sog. Verdichtern (Kompressoren), indem Luft vom Eingangsdruck (üblicherweise Umgebungsdruck) auf den Ausgangsdruck (üblicherweise Arbeitsdruck) verdichtet wird. Dabei wird die mechanische Energie einer Antriebsmaschine (Elektromotor o. ä.) in pneumatische Energie umgewandelt. Dieser Prozeß ist zwangsläufig mit dem Entstehen von Verlustwärme verbunden.

Wird die Druckluft ausschließlich zur Versorgung von pneumatischen Stellgliedern in Automatisierungsanlagen benötigt, so sind nur relativ kleine Luftmengen, jedoch bei recht hohem Druck, erforderlich. Für diese Druck-Volumen-Relation werden trotz einiger Nachteile (insbesondere Verunreinigungen mit Öl) hauptsächlich Hub- oder Umlaufkolbenverdichter eingesetzt.

Hubkolbenverdichter haben einen oszillierenden Verdränger (Kolben oder Membran); sie arbeiten vorwiegend im Druckbereich von 0,3 bis 100 MPa und zeichnen sich durch hohe Wirtschaftlichkeit und Zuverlässigkeit aus. Umlaufkolbenverdichter besitzen einen rotierenden Verdränger (Rotor) und arbeiten meist im Druckbereich von 0,08 bis 0,8 MPa.

Wird Druckluft in größeren Mengen für die Lösung technologischer Aufgaben (z. B. für Spann-, Antriebs- und/oder Reinigungsaufgaben) benötigt, sind sog. Turboverdichter (Radial- und Axialverdichter) von Vorteil.

Druckluft ist durch Wasser und Staub der Ansaugluft, durch Schmieröl der Verdichter und durch Verschmutzung der Zuleitungen in gewissem Umfang verunreinigt. Gelangen diese Stoffe in pneumatisch arbeitende Bauelemente, kann es zu Minderungen der Funktionsfähigkeit bzw. zum Ausfall der Bauelemente kommen. Eine Reinigung der Druckluft ist deshalb stets erforderlich.

Beachte: Zur Vermeidung von Störungen bei pneumatischen Bauelementen durch in Druckluft eingedrungenes Lecköl hydraulischer Bauelemente bzw. von Störungen bei hydraulischen Bauelementen durch in das Hydrauliksystem eingedrungene Druckluft sollte eine direkte Kopplung dieser Elemente möglichst vermieden werden.

3.4.2.2. Arbeitszylinder

Pneumatische Arbeitszylinder wandeln die zugeführte pneumatische Energie in mechanische Energie und führen dabei geradlinige Bewegungen aus, d. h., sie arbeiten nach dem gleichen Wirkprinzip wie die im Abschn. 3.4.1.2. behandelten hydraulischen Arbeitszylinder. Bedingt durch die unterschiedlichen Eigenschaften der Übertragungsmedien (insbesondere Kompressibilität) sowie die Unter-

schiede bei den Arbeitsdrücken weichen pneumatische Arbeitszylinder in ihrer konstruktiven Gestaltung von der hydraulischer Arbeitszylinder ab.

Bezüglich des Wirkprinzips unterscheidet man auch hier *einfachwirkende* und *doppeltwirkende* Arbeitszylinder. Die Rückstellung einfachwirkender Arbeitszylinder erfolgt meist durch eine eingebaute Feder. Zur Vermeidung eines harten Anschlages des mit relativ hoher Arbeitsgeschwindigkeit seine Endstellung anfahrenden Kolbens am Zylinderabschluß wird häufig eine sog. Endlagenbremsung vorgesehen. Die Bremswirkung wird dabei dadurch erreicht, daß ein konstantes Luftvolumen im Bremsraum komprimiert wird und über eine (meist einstellbare) Drossel entweicht. Bild 3.4.-8 zeigt einen doppeltwirkenden pneumatischen Arbeitszylinder mit einseitiger Kolbenstange und Endlagenbremsung.

Die Größe der an der Kolbenstange wirkenden Kraft F ist abhängig vom pneumatischen Arbeitsdruck p und der wirksamen Kolbenfläche A (s. hierzu Abschn. 2.2.!). Bei der Bemessung pneumatischer Arbeitszylinder müssen allerdings die im Gegensatz zur Hydraulik vergleichsweise niedrigen Arbeitsdrücke und die damit verbundenen höheren Druckverluste in den Zu- und Abströmleitungen berücksichtigt werden.

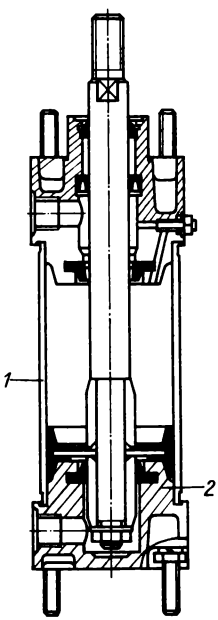


Bild 3.4.-8
Pneumatischer Arbeitszylinder; doppeltwirkend mit einseitiger Kolbenstange und Endlagenbremsung
(*1*) Zylinder
(*2*) Kolben

Neben den Arbeitszylindern mit Tauch-, Scheiben- bzw. Teleskopkolben finden bevorzugt für pneumatische Stelleinrichtungen Membranantriebe Anwendung. Diese Antriebe werden im Abschn. 4.5.3. ausführlich behandelt.

3.4.2.3. Ventile

Die Aufgabe pneumatischer Ventile ist der hydraulischer Ventile ananlog, d. h., auch sie haben in Automatisierungsanlagen Steuerfunktionen zu übernehmen. Entsprechend den verschiedenen konkreten Steuerfunktionen der pneumatischen Ventile gilt prinzipiell die bereits im Abschn. 3.4.1.3. vorgenommene Einteilung. Bezüglich der konstruktiven Gestaltung pneumatischer Ventile gibt es jedoch zum Teil erhebliche Unterschiede zu hydraulischen Ventilen. Wesentliche Bauarten pneumatischer Ventile sind Flachschieber-, Kolbenschieber- und Plansitzventile.

Druckventile. In der Pneumatik haben Druckventile die spezielle Aufgabe, den Druck auf einen vorgegebenen Wert zu begrenzen, konstant zu halten oder bei bestimmten Druckwerten Schaltvorgänge auszulösen. Demzufolge kann unterschieden werden in Druckbegrenzungsventile (Sicherheitsventile), Druckminderventile und Zuschaltventile (z. B. für druckabhängige Folgeschaltungen).

Stromventile. Typische Stromventile stellen die Drosselventile dar. Durch sie erfolgt eine Beeinflussung der Größe oder Menge (Volumenmenge je Zeiteinheit) des durch sie hindurchströmenden Druckluftstromes durch Veränderung der Größe der Durchströmöffnung. Sie werden insbesondere zur Beeinflussung der Arbeitsgeschwindigkeit von Pneumatikmotoren oder zur Endlagenbegrenzung von Arbeitszylindern durch wegabhängige Verstellung genutzt. Die Wirkungsweise veranschaulicht Bild 3.4.9. Durch Verdrehen der Stellmutter (*3*) wird das Drosselelement (*2*) im Gehäuse (*1*) geradlinig verschoben und damit die Durchströmöffnung verkleinert oder vergrößert. Eine Sicherungsmutter (*4*) verhindert eine unbeabsichtigte Verstellung.

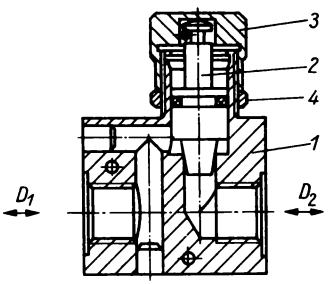


Bild 3.4.-9. Drosselventil

Sperrventile. Sperrventile ermöglichen, den Druckluftstrom in einer Richtung zu sperren und in einer anderen Richtung ohne wesentliche Behinderung freizugeben. Wichtige Bauformen sind die Rückschlagventile und die Schnellentlüftungsventile. Bei den entsperrbaren Rückschlagventilen kann durch ein Signal (meist mechanisch oder pneumatisch) die Sperrung aufgehoben werden. Sie finden häufig als sog. Endlagenschalter Verwendung. Eine Sonderform stellt das Doppelrückschlagventil dar.

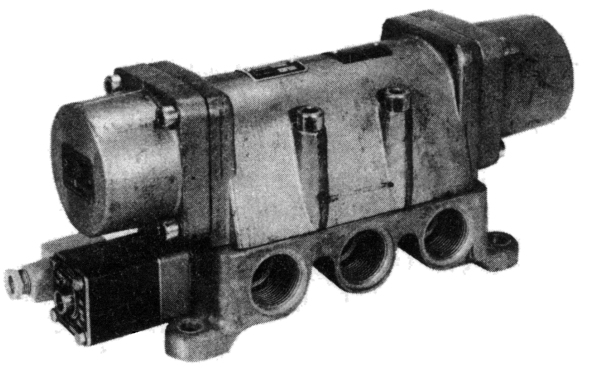


Bild 3.4.-10. Kolbenlängsschieberventil

Wegeventile. Wegeventile dienen in der Hauptsache zum Steuern der Bewegungsrichtung pneumatischer Antriebe, indem sie Leitungsverbindungen zwischen den verschiedenen Anschlüssen herstellen bzw. bestimmte Anschlüsse sperren. Bezüglich der zu erfüllenden Aufgabe und des prinzipiellen Wirkprinzips unterscheiden sich pneumatische Wegeventile nicht von denen der Hydraulik; gleiches gilt für die Symbolik.

Vorrangiges Funktionselement von Wegeventilen ist der Kolbenschieber. Bild 3.4.-10 zeigt ein 5/3-Wegeventil. Die Steuerfunktion veranschaulicht Bild 3.4.-11.

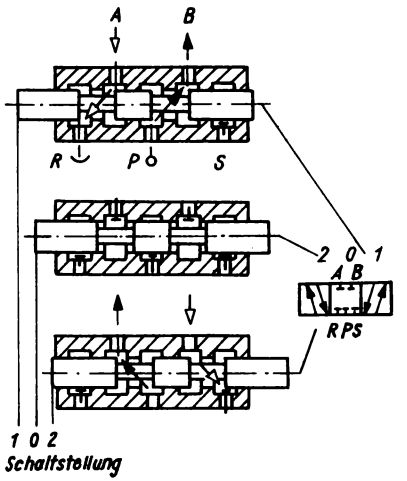


Bild 3.4.-11
Beispiel für die Steuerfunktion eines 5/3-Wegeventils

P	Anschluß für Druckluftleitung
A, B	Anschlüsse für Verbrauchsleitung
R, S	Anschlüsse für Abluftleitungen

In Schaltstellung 0 sind alle Leitungen abgesperrt. Arbeitszylinder oder andere pneumatische Motoren könnten z. B. durch diese Schaltung in jeder beliebigen Stellung angehalten werden. Bei Schaltstellung *1* fließt der Druckstrom von *P* nach *B*; der Rückfluß erfolgt von *A* nach *R*. In Schaltstellung *2* fließt der Druckstrom von *P* nach *A*; der Rückfluß erfolgt von *B* nach *S*.

4. Funktionselemente der Automatisierungstechnik

In der Automatisierungstechnik werden heute meist recht komplexe Einrichtungen genutzt, die in Funktionselemente bzw. Bausteine unterteilbar sind. Nachfolgend werden in Form von Bausteinen der Meß- und Prüftechnik, Bausteinen zur Signalverarbeitung, Bausteinen zur Speicherung von Informationen, Stelleinrichtungen und einigen ausgewählten Bausteinen derartige Funktionselemente behandelt. Dabei werden vorhandene Kenntnisse zu Bauelementen der Automatisierungstechnik genutzt und bei der Erläuterung der genannten funktionsorientierten Bausteine anwendungsbezogen vertieft. Ein besonderer Abschnitt ist speziellen Fragen der Kopplung verschiedener Bausteine bzw. der Zusammenschaltung und Anpassung auch industriell gefertigter Baugruppen und komplexerer Automatisierungsmittel gewidmet.

4.1. Bausteine der Meß- und Prüftechnik

Eine der Voraussetzungen jeglicher Automatisierung ist die *Gewinnung von Informationen* aus dem zu automatisierenden Prozeß. Diesem Zweck dienen die nachfolgend behandelten Bausteine der Meß- und Prüftechnik.

Die gute Übertragbarkeit und Verarbeitbarkeit elektronischer Signale sowie die Fortschritte auf dem Gebiet der Mikroelektronik haben dazu geführt, daß heute und in Zukunft die Verarbeitung von Meß- und Prüfdaten fast nur noch elektronisch erfolgt, so daß die Wandlung der zu messenden Größen in ein elektrisch bzw. elektronisch verarbeitbares Signal zum zentralen Problem meß- und prüftechnischer Aufgabenstellungen geworden ist.

Diese Meßgrößenwandlung stand in früheren Jahren noch nicht so stark im Vordergrund, weil eine den Sinnesorganen des Menschen angepaßte Präsentation von Meßwerten oder -ergebnissen als Hauptaufgabe anzusehen war. Entsprechend der Dominanz des Gesichtssinnes des Menschen (Rund 80% aller Handlungen werden direkt oder indirekt vom Gesichtssinn beeinflußt.) war die direkte Anzeige durch Meßwerke lange Zeit der Abschluß einer Meßkette. Heute ist die Anzeige nur noch eine der Möglichkeiten zur Meßwertausgabe.

4.1.1. Bausteine zur Meßwerterfassung

4.1.1.1. Elektrische Meßwerke

Der elektrische Strom kann vom Menschen nicht direkt bewertet werden. Für die elektrische Meßtechnik ist deshalb kennzeichnend, daß die Wirkungen elektrischer Größen quantifiziert und sichtbar gemacht werden müssen. Gemeinsames Merkmal aller elektrischen Meßwerke ist die Umwandlung der zu messenden

elektrischen Größe in einen Zeigerausschlag, d.h. letztlich die Abbildung auf eine Skalenstrecke, die in einem vom Hersteller auszuführenden Vergleich mit einer Maßverkörperung bereits in Einheiten der zu messenden Größe kalibriert ist.

Umwandlungsprinzipe. Zur Umwandlung einer elektrischen Größe in einen Zeigerausschlag sind eine Reihe physikalischer Prinzipe nutzbar, von denen sich aber nur wenige durchgesetzt haben. Sie beruhen sämtlich auf Wechselwirkungen zwischen einer von der Meßgröße herrührenden oder gesteuerten Energieform und Energien gleicher oder anderer Herkunft. Wesentlich sind die

- Kraftwirkung auf stromdurchflossene Leiter im Magnetfeld
- Kräfte auf Trennflächen von Stoffen unterschiedlicher Permeabilität.

Daneben werden auch Kräfte auf Ladungen bzw. Ladungsträger und über thermische Wirkungen erzeugte Kräfte in Meßwerken genutzt [12].

Drehspulmeßwerk und Abwandlungen. Auf einen stromdurchflossenen Leiter, der sich in einem homogenen Magnetfeld mit der Induktion B befindet, wird bei rechtwinkliger Zuordnung zueinander (Bild 4.1.-1a) bekanntlich eine Kraft

$$F = BlI \tag{4.1.-1}$$

ausgeübt [12] [14]. Bei radialhomogener Feldgestaltung (Bild 4.1.-1 b) und um einen Drehpunkt schwenkbarer Leiterschleife aus N Windungen im Radiusabstand r wirkt auf diese Schleife ein Drehmoment

$$M = 2BlINr. \tag{4.1.-2}$$

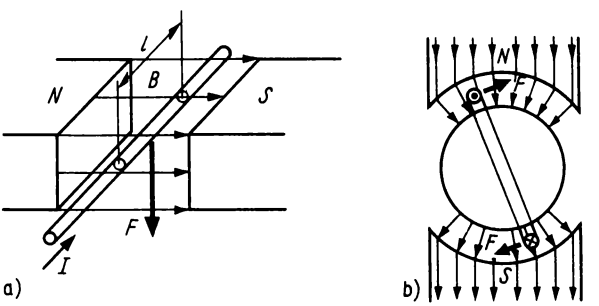


Bild 4.1.-1. Kräfte auf Ströme im Magnetfeld

a Kraft auf stromdurchflossenen Leiter
b Kräftepaar auf stromdurchflossene Leiterschleife im radialhomogenen Feld

Diesem Moment wird ein mit dem Drehwinkel γ linear ansteigendes Gegenmoment

$$M_G = c\gamma \tag{4.1.-3}$$

entgegengerichtet, so daß bei Momentengleichheit ein stationärer Zustand eintritt, für den gilt

$$\gamma = \frac{2BlINr}{c} = kI. \tag{4.1.-4}$$

Der Ausschlagwinkel γ ist also dem Strom I direkt proportional. Das Drehspulmeßwerk hat folglich eine lineare Kennlinie. Zusammen mit dem sehr niedrigen Eigenverbrauch, der in der Größenordnung (10^{-6} ... 10^{-3}) W liegt, ist die Linearität ein wesentlicher Grund für die weite Verbreitung dieses Meßwerktyps. Abwandlungen dieses Grundprinzips ergeben sich durch

- Vertauschen des Außen- mit einem Innenmagneten: *Kernmagnetmeßwerk* (Bild 4.1.-2):
- Ersetzen des massebehafteten Zeigers durch einen von einem kleinen Spiegel an bzw. auf der Spule oder Stromschleife reflektierten Lichtstrahl: *Lichtzeigergeräte, Lichtstrahloszillografen;*
- Vertauschung von beweglicher Spule und festem Magneten durch drehbaren, kleinen Magneten und feste Spule: *Drehmagnetmeßwerk;*
- Ersetzen des Permanentmagneten durch einen Elektromagneten: *Elektrodynamisches Meßwerk.* Da dann die Induktion B getrennt vom durch die Drehspule fließenden Strom I eingestellt werden kann, z. B. proportional zur Spannung in einem Grundstromkreis, ist damit eine Produktbildung möglich (vgl. Gl. 4.1.-1!). Zusammen mit der Stromrichtung ändert sich dann auch die Richtung des Erregerfeldes, so daß elektrodynamische Meßwerke für Gleich- und Wechselstrommessungen geeignet sind;
- Ersetzen der (mechanischen) Gegenmomentfeder durch eine zweite Drehspule, deren Moment dem der ersten Spule entgegengerichtet ist: *Quotientenmeßwerk;*
- Vorschalten eines Gleichrichters zur Messung von Wechselströmen.

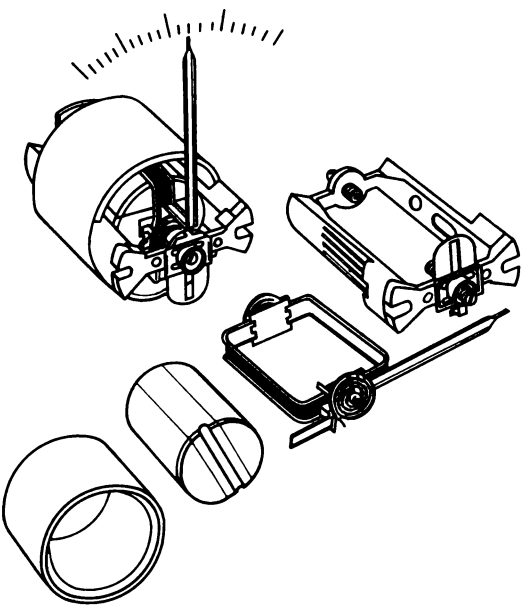


Bild 4.1.-2. Explosivdarstellung eines Kernmagnetmeßwerkes

Weicheisenmeßwerk. Das Weicheisen-(oder Dreheisen-)meßwerk beruht auf dem in der Geschichte der Elektrotechnik schon frühzeitig erforschten Phänomen der Kraftwirkung eines strombegleitenden magnetischen Feldes (*Oersted* 1820, *Stureton* 1826, *Ampere* 1824/26). Erste Ausführungen bestanden aus einem Weicheisenkern, der in eine Spule eintauchte. Die heute dominierende Bauform, der Rundspultyp (Bild 4.1.-3), beruht auf der Abstoßung gleichnamiger magnetischer Pole. Die im Bild 4.1.-3 erkennbaren Eisenplättchen werden beide gleichsinnig magnetisiert, wenn durch die Spule ein Strom fließt. Durch Formgebung des Eisens ist eine gewisse Kennlinienbeeinflussung möglich, da die Kennlinie eigentlich gemäß

$$\gamma = kI^2 \tag{4.1.-5}$$

quadratisch verläuft.

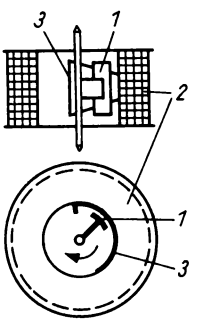


Bild 4.1.-3. Prinzip eines Dreheisenmeßwerkes vom Rundspultyp
1 Dreheisen
2 Feldspule
3 festehendes Eisen

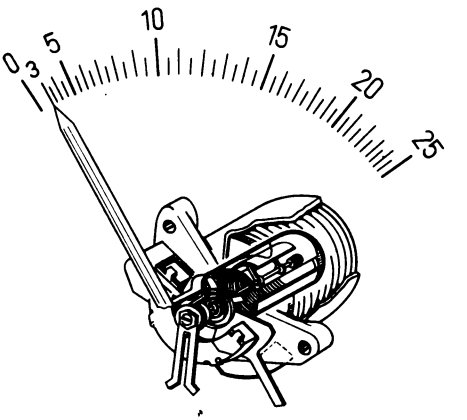


Bild 4.1.-4. Schnittdarstellung eines Dreheisenmeßwerkes vom Rundspultyp

Praktische Ausführungen (s. Bild 4.1.-4) haben einen weitgehend unterdrückten Anfangsbereich. Da keine beweglichen stromführenden Teile existieren, sind Dreheisenmeßwerke hoch überlastbar und können kurzzeitig den 50- bis 100fachen Nennstrom führen. Sie sind als robuste Schalttafelgeräte der Fehlerklasse 1,5 weit verbreitet [12].

Induktionsmeßwerk. Das Induktionsmeßwerk beruht auf der Kraftwirkung eines umlaufenden Magnetfeldes auf die von ihm in einem flächenhaften Leiter, z. B. einer Aluminiumscheibe oder -trommel, erzeugten Wirbelströme. Das umlaufende Magnetfeld kann im einfachsten Fall durch einen rotierenden Dauermagneten erzeugt werden, wie das in Fahrzeugtachometern und -drehzahlmessern noch vielfach der Fall ist. In der elektrischen Meßtechnik wird das umlaufende Erregerfeld durch zwei räumlich und zeitlich versetzte Wechselflüsse erzeugt. In der Anordnung nach Bild 4.1.-5 ist das antreibende Moment

$$M_{\text{antr}} = k_{\text{a}} UI \cos \varphi \tag{4.1.-6}$$

d. h., es hängt ab vom Produkt der beiden Größen U und I und dem Phasenwinkel zwischen ihnen. Die elektrische Arbeit ergibt sich aber erst aus dem Produkt Leistung × Zeit, so daß zu deren Messung noch eine Integration über die Zeit erfolgen muß. Durch einen zusätzlichen Bremsmagneten wird ein winkelgeschwindigkeitsabhängiges Bremsmoment erzeugt:

$$M_{\text{brems}} = k_{\text{b}} \frac{\omega}{2\pi} = k_{\text{b}} n. \tag{4.1.-7}$$

Gleichsetzen beider Momente und Integration über $t = t_2 - t_1$ liefert die Zahl der Scheibenumdrehungen z in diesem Zeitintervall:

$$z = \int_{t_1}^{t_2} k_{\text{b}} n \, \mathrm{d}t = \int_{t_1}^{t_2} k_{\text{a}} UI \cos \varphi \, \mathrm{d}t = kW. \tag{4.1.-8}$$

Tafel 4.1.-1. Übersicht über elektrische Meßwerke

Meßwerk	Zeichen	Meßgröße	Stromart	Überführungsfunktion	Kleinste und größte Meßbereiche
Drehspul-M.		I, U	–	$\gamma = kI$	$10^{-6} \ldots 10^{2}$ A
Kreuzspul-M.		R	–	$\gamma = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$	$10^{-3} \ldots 10^{3}$ V $10^{1} \ldots 10^{8}\,\Omega$
Dreheisen-M.		I, U	≈	$\gamma = f(I^2)$	$10^{-3} \ldots 10^{3}$ A $10^{1} \ldots 10^{3}$ V
Elektrodynam. M.		P	≈	$\gamma = f(I_1 I_2 \cos\phi)$	$10^{-1} \ldots 10^{3}$ W
Elektrodynam. M., eisengeschlossen		P	≈	$\gamma = f(I_1 I_2 \cos\phi)$	$10^{1} \ldots 10^{5}$ W
Induktions-M.		W	~	$\gamma = k\int I_1 I_2 \cos\phi \, \mathrm{d}t$	$10^{2} \ldots 10^{3}$ W
Elektrostatisches M.		U	≈	$\gamma = f(U^2)$	$10^{1} \ldots 10^{4}$ V
Vibrations-M.		f	~	$\gamma = f(f)$	$10^{1} \ldots 10^{3}$ Hz
Drehspul-M. mit Gleichrichter		I, U	~	$\gamma = f(I)$	$10^{-3} \ldots 10^{2}$ A $10^{1} \ldots 10^{3}$ V

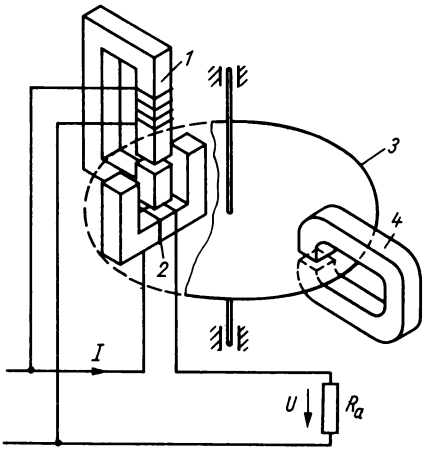


Bild 4.1.-5
Induktionsmeßwerk mit Scheibenanker
1 spannungsabhängige Erregerspule
2 stromabhängige Erregerspule
3 Aluminiumscheibe
4 Bremsmagnet

Dieses Induktionsmeßwerk ist heute noch der dominierende Zähler für elektrische Arbeit (sog. *Elektrizitätszähler*). Die Zählerkonstante auf dem Typenschild gibt den Übertragungfaktor an, z. B. 100 Umdrehungen je Kilowattstunde.

Kennzeichnung. In Tafel 4.1.-1 sind wesentliche Daten der gebräuchlichsten Meßwerke aufgeführt. Die Meßwerksymbole sind auf den Skalenblättern aufgetragen. Zusammen mit den Angaben zur Stromart (Gleich- und/oder Wechselstrom, s. Tafel 4.1.-2) sowie zu Fehlerklasse, Gebrauchslage und Prüfspannung erhält der Anwender damit eindeutige Aussagen über die Einsetzbarkeit eines verfügbaren Meßwerkes.

Durch Meßwerkzubehör wie Vor- oder Nebenwiderstände und Meßwandler ist eine Anpassung an größere Bereiche möglich (s. Abschn. 4.1.2.).

Tafel 4.1.-2. Beschriftung von Skalenblättern

Zeichen	Benennung
—	Gleichstrom
~	Wechselstrom
⩛	Gleich- und Wechselstrom
⊥	senkrechte Gebrauchslage
⌐¬	waagerechte Gebrauchslage
∠60°	schräge Gebrauchslage (hier als Beispiel: 60°)
☆2	Prüfspannungszeichen (ohne Ziffer: 500 V; mit Ziffer: Angabe in kV)
1,5	Fehlerklasse (hier als Beispiel: 1,5)

4.1.1.2. Elektronische Funktionseinheiten

Aus der digitalen Schaltungstechnik ist bekannt, daß mit wenigen Elementarbausteinen viele logische und arithmetische Funktionen ausgeführt werden können (vgl. Abschn. 4.2.). Ebenso ist es möglich, bei der Verarbeitung analoger Signale Standardbausteine einzusetzen. Ein solcher Standardbaustein ist der *Operationsverstärker.* Er entstand ursprünglich als Rechenverstärker zu Ausführung mathematischer Operationen und wird heute in großen Stückzahlen in integrierter Technik produziert.

In Meß- und Prüfeinrichtungen sind Operationsverstärker notwendiger Bestandteil von Funktionseinheiten mit analogen oder digitalen Ausgangssignalen. Eine ausführliche Behandlung ist Abschn. 4.2.1.1. vorbehalten; hier werden nur wenige Grundzüge beschrieben.

Beschalteter Operationsverstärker. Unter elementaren, hier nicht zu diskutierenden Voraussetzungen gilt für den als invertierenden Verstärker beschalteten Operationsverstärker (Bild 4.1.-6) mit guter Näherung die einfache Beziehung

$$\frac{U_a}{U_e} \approx -\frac{R_2}{R_1}, \tag{4.1.-9}$$

d.h., mit dem Verhältnis R_2/R_1 wird eindeutig das Gesamtverhalten eingestellt.

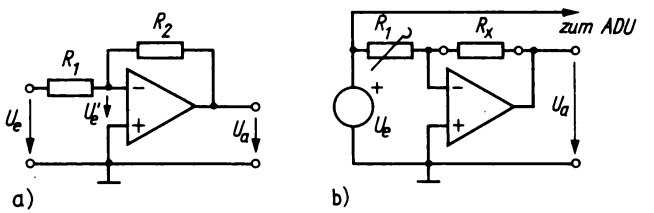


Bild 4.1.-6. Beschalter Operationsverstärker
a als invertierender Verstärker
b Anpaßstufe zur Widerstandsmessung mit Digitalmultimeter

Die Schaltung nach Bild 4.1.-6a hat für meßtechnische Anwendungen eine große Bedeutung. So ist bei bekanntem Widerstand R_1 und fester Spannung U_e durch Einfügen eines zu bestimmenden ohmschen Widerstandes R_x an die Stelle des Rückkopplungswiderstandes R_2 die Ausgangsspannung U_a ein Maß für R_x (Bild 4.1.-6 b). Sehr viele Digital-Multimeter benutzen eine solche Schaltung als Anpassungsstufe vor dem Analog-Digital-Umsetzer.

Ebenso ist es möglich, anstelle von R_1 eine auszumessende Impedanz einzufügen und durch Messung der Spannung nach Betrag und Phase über diesem Bauelement in Relation zu anderen Größen ihren Wert zu bestimmen (s. Abschn. 4.1.2.2.).

Eine meßtechnisch wichtige Funktionseinheit entsteht bei Beschaltung des Operationsverstärkers als *Integrierglied.* Dazu wird der Widerstand R_2 im Bild 4.1.-6 a durch einen Kondensator ersetzt (Bild 4.1.-7). Für diese Schaltung gilt in Analogie zu Gl. (4.1.-9) im Frequenzbereich von etwa (10^{-2} ... 10^3) Hz [12]:

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = -\frac{1}{j\omega C_2 R_1}. \tag{4.1.-10}$$

Der zeitliche Verlauf der Ausgangsspannung entspricht dann dem Integral über die am Eingang anliegende Spannung:

$$u_a(t) = -\int_0^t u_e(\xi)\,\mathrm{d}\xi + U_a(0). \tag{4.1.-11}$$

Der Anfangswert $U_a(0)$ kann zu Beginn des Vorgangs durch Entladung des Integrationskondensators leicht zu Null gemacht werden.

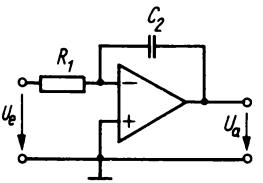


Bild 4.1.-7
Beschalteter Operationsverstärker als Integrierer

Wesentlich ist nun, daß eine der in elektronischen Funktionseinheiten am meisten störenden Einflußgrößen, nämlich Reste der Netzspannung und ihrer Harmonischen (der sog. „Brumm"), die über die Versorgungsgleichspannung eingekoppelt werden, mit Hilfe der Schaltung im Bild 4.1.-7 leicht unterdrückt werden kann. Da der Integrierer einen *mittleren* Wert über die Integrationsperiode („Integration glättet, Differentiation rauht auf")

$$\bar{u} = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,\mathrm{d}t, \tag{4.1.-12}$$

bildet, muß nur dafür gesorgt werden, daß die Integrationszeit ein ganzzahliges Vielfaches der Periode der Netzspannung, also von $1/50\,\mathrm{s}^{-1} = 20\,\mathrm{ms}$, ist.

Bild 4.1.-8 zeigt die Zeitverläufe am Ein- und Ausgang eines Integrierers für den Fall, daß der Eingangsgleichspannung $u_1(t)$ eine Brummspannung $u_\sim$ überlagert ist. Bei $t = 20\,\mathrm{ms}$ bzw. $t = 40\,\mathrm{ms}$ entspricht $u_a(t)$ exakt dem Integralwert über $u_1(t)$, die Brummkomponente ist dort jeweils eliminiert. Von dieser Möglichkeit wird bei integrierenden Analog-Digital-Umsetzern weitgehend Gebrauch gemacht.

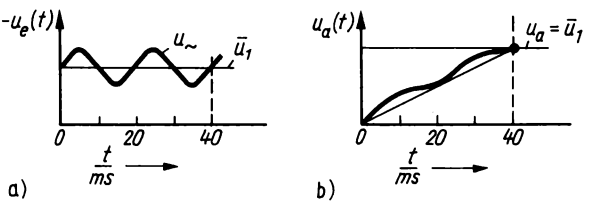


Bild 4.1.-8. Eliminierung der Brummspannung durch Integration
a Zeitfunktion
b Ausgangsspannung
– Erläuterung im Text –

Digital-Multimeter. Für elektronische Vielfachmeßgeräte mit Digitalanzeige hat sich die Bezeichnung *Digitalmultimeter* eingebürgert. Während bei Messungen mit elektromechanischen Meßwerken bis auf wenige Ausnahmen der Strom als

Abbildungsgröße dient (Die zu messende Größe muß auf einen Strom abgebildet werden.), ist für Digital-Multimeter charakteristisch, daß alle zu messenden Größen als Spannung vorliegen oder auf einen Spannungsabfall abgebildet werden müssen. Damit ist aber auch der Aufbau eines Digital-Multimeters prinzipiell verschieden (Bild 4.1.-9) von dem analoger Vielfachmesser. Kernstück ist immer ein Analog-Digital-Umsetzer, überwiegend ein integrierender Umsetzer, um die im Bild 4.1.-8 dargestellte Störunterdrückung nutzen zu können. Dem Umsetzer ist über eine Dekodierschaltung die Digitalanzeige nachgeschaltet. Ihm vorgelagert sind analoge Baugruppen, die sämtlich aus beschalteten Operationsverstärkern bestehen. Sie dienen zur Meßbereichsanpassung und als Impedanz-Spannungs-Wandler (s. Bild 4.1.-6), zur Polaritätserkennung, zur Gleichrichtung und je nach Komfort für weitere Funktionen. Selbst Geräte der Gebrauchsklasse verfügen heute über die selbsttätige Polaritäts- und Stromarterkennung (Gleich- oder Wechselstrom) und eine selbsttätige Meßbereichsumschaltung, so daß der Benutzer gegen irrtümlich verursachte Schäden an Meßgeräten und zu testenden Baugruppen weitgehend geschützt ist.

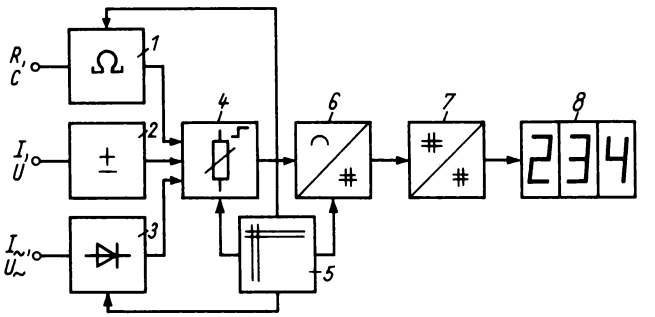


Bild 4.1.-9. Grundstruktur eines Digital-Multimeters

1 Impedanzwandler
2 Polaritätserkennung
3 Gleichrichter
4 Teiler
5 Steuerschaltung
6 Analog-Digital-Umsetzer
7 Dekodierer
8 Anzeige

In Multimetern, die über ein Bussystem (s. Abschn. 4.1.4.) mit anderen Geräten koppelbar sind, übernimmt ein Mikroprozessor die Funktion der Steuerung des gesamten Meßvorgangs einschließlich arithmetischer Funktionen (Umrechnungen), der Grenzwertüberwachung u. v. a.

4.1.2. Messung elektrischer Größen

4.1.2.1. Strom- und Spannungsmessung

Gleichstrommessung. Alle direktanzeigenden Meßwerke werden in den Meßstromkreis eingeschleift (Bild 4.1.-10 a), während die Strommessung mit Digital-Multimeter durch Messung des Spannungsabfalls über einen kalibrierten Widerstand (Bild 4.1.-10 b) erfolgt. Direktanzeigende Meßwerke gestatten die Messung etwa in Bereichen zwischen 1 μA und 10 mA; darüber hinaus wird durch die Anwendung der Stromteilerregel eine Meßbereichsanpassung bis etwa 1000 A

möglich (Bild 4.1.-10 c). Im Bild 4.1.-10 c ist

$$U_M = I_M R_M = I\,(R_M \| R_N).$$

Der zu messende Strom I sei nun $I = mI_1$, so daß geschrieben werden kann

$$I_M R_M = mI_M\,(R_M \| R_N)$$

und

$$R_M = m\,\frac{R_M R_N}{R_M + R_N},$$

woraus sich ergibt

$$R_N = \frac{R_M}{m-1} \qquad (\text{für } m > 1).$$

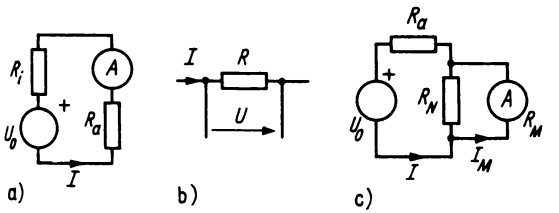


Bild 4.1.-10
Strommessung
a Prinzip
b Spannungsabfall an einem stromdurchflossenen Widerstand
c Meßbereichserweiterung

Gleichspannungsmessung. Die Messung von Gleichspannungen mit Digital-Multimeter wurde oben bereits beschrieben. Spannungsmessungen mit analogen Meßwerken sind eigentlich Strommessungen: Jeder Strom durch einen Widerstand ruft darüber einen Spannungsabfall hervor (Bild 4.1.-10 b), so daß durch Vorwiderstände R_V vor dem bekannten Meßwerkwiderstand R_M eine Meßbereichsanpassung in weiten Bereichen möglich ist (Bild 4.1.-11).

Im Bild 4.1.-11 ist im Zweig mit dem Meßwerk

$$U = I_U\,(R_V + R_M) = I_U R_U,$$

d. h., in diesem Zweig fließt der Strom

$$I_U = \frac{U}{R_M + R_V}.$$

U_M sei der vorhandene Meßbereich bei $R_V = 0$. Erweitern dieses Bereiches auf $U = nU_M$ bedeutet Zuschalten eines weiteren Vorwiderstandes R_V, so daß jetzt gemäß Spannungsteilerregel

$$\frac{nU_M}{U_M} = \frac{R_V + R_M}{R_M}$$

ist, und damit gilt

$$R_V = (n-1)\,R_M \qquad (\text{für } n > 1).$$

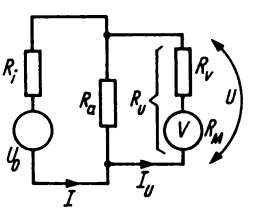


Bild 4.1.-11. Meßbereichserweiterung zur Spannungsmessung

Wechselstrom- und Wechselspannungsmessung. Analogen und digitalen Meßgeräten ist gemeinsam, daß mit ihnen oft nur Gleichgrößen direkt gemessen werden können (von elektrodynamischen, elektrostatischen und Weicheisenmeßwerken sowie speziellen elektronischen Geräten einmal abgesehen). Für beide Gerätegruppen ist also eine *Gleichrichtung* der Wechselgrößen erforderlich. Bild 4.1.-12a zeigt die für analoge Meßwerke typische Halbbrückenschaltung. Für die meßtechnische Anwendung ist die Durchlaßspannung der Dioden nachteilig, die z. B. für Germaniumdioden etwa (0,3 ... 0,4) V und für Siliziumdioden etwa 0,8 V beträgt. Die Messung von kleinen Wechselspannungen ist mit Diodengleichrichtung also nicht mehr möglich. Elektronische Meßgeräte benutzen deshalb einen beschalteten Operationsverstärker als Gleichrichter (Bild 4.1.-12), weil damit die Durchlaßspannung der Dioden um den Verstärkungsfaktor verkleinert wird, so daß bis zu den kleinsten Signalen im Millivoltbereich hin eine Gleichrichtung möglich ist.

Für Messungen in Energieversorgungsnetzen, vor allem in der Mittel- und Hochspannungsebene, wird die Meßbereichsanpassung über *Meßwandler* vorgenommen. Strom- und Spannungswandler sind eigentlich Transformatoren mit vereinheitlichten Parametern auf der Sekundärseite. Hauptvorteil ist aber die galvanische Trennung vom gefährlichen Potential auf der Primärseite, was zum Schutz von Personal und Einrichtungen unbedingt erforderlich ist. Für weitere Details muß auf die Fachliteratur verwiesen werden [12].

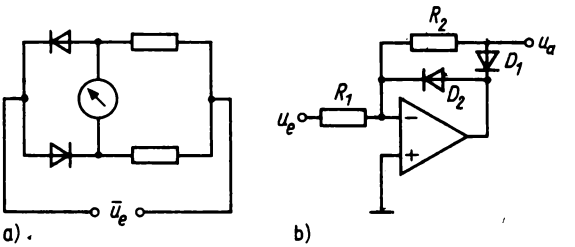


Bild 4.1.-12. Schaltungen von Meßgleichrichtern
a halbe Graetzbrücke
b beschalteter Operationsverstärker

4.1.2.2. Impedanzmessung

Das Ohmsche Gesetz in komplexer Schreibweise lautet

$$\boldsymbol{Z} = \frac{\boldsymbol{U}}{\boldsymbol{I}}. \tag{4.1.-13}$$

Beim Auftreten von Wechselgrößen ist der Widerstand im allgemeinen frequenzabhängig. Für nur eine Frequenz ist die komplexe Darstellung nach Gl. (4.1.-13) üblich. Für verschiedene auftretende Frequenzen ist die Erweitertung zur Ortskurvendarstellung zweckmäßig.

Widerstandsmessung. Der elektrische Widerstand oder seine Änderung unter der Einwirkung einer physikalischen Größe ist die häufigste Abbildungsgröße in der Meßtechnik. Neben der Messung des Widerstands mit dem Digital-Multi-

meter (vgl. die Erläuterungen zu den Bildern 4.1.-6 und 4.1.-9) ist die *Brückenschaltung* nach *Wheatstone* noch immer die häufigste Meßschaltung (Bild 4.1.-13 a). Sie besteht aus zwei parallelgeschalteten Spannungsteilern, von denen einer i. allg. fest eingestellt ist und der zweite den unbekannten Widerstand R_x und einen bekannten Normalwiderstand R_N enthält. Durch Einstellen auf die Spannungsdifferenz Null zwischen den beiden Abgriffen wird die Brücke abgeglichen, so daß gilt

$$\frac{R_x}{R_N} = \frac{R_3}{R_4}. \tag{4.1.-14}$$

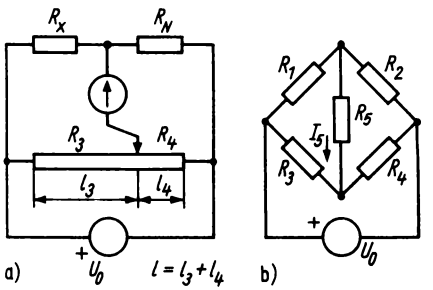


Bild 4.1.-13
Widerstandsmeßbrücke
a Schaltung nach *Wheatstone*
b allgemeine Darstellung

Zur Messung nichtelektrischer Größen wird die Brücke dagegen meist als *Ausschlagbrücke* betrieben, d. h., es werden gemäß Bild 4.1.-13 b die Abhängigkeiten

$$I_5 = f(R_1, R_2, R_3, R_4, U_0)$$

ausgenutzt. Für praktische Belange kann vielfach angenommen werden, daß $R_5 \to \infty$ und $U_0 = \text{konst.}$ bei vernachlässigbar kleinem Innenwiderstand ist, so daß die Spannung U_5 als Ausgangsgröße benutzt werden kann. Für die der Meßpraxis entgegenkommende Festlegung $R_1 \approx R_2 \approx R_3 \approx R_4 \approx R$ gilt dann

$$U_5 = \frac{U_0}{2} \frac{1}{2R} (R_1 - R_2 - R_3 + R_4). \tag{4.1.-15}$$

Die Eingangsgröße wirkt auf einen (oder auf mehrere) der Brückenzweigwiderstände und verändert diese. Deren Änderung sei ΔR und klein gegen R (d. h., $\Delta R \ll$ R), so daß geschrieben werden kann

$$R_i = R \pm \Delta R = R\,(1 + \xi) \quad \text{mit} \quad \xi = \frac{\Delta R}{R}.$$

In dieser Schreibweise läßt sich eine sehr praktische Näherungsformel für die Diagonalspannung angeben, je nachdem, welcher Brückenzweig bzw. wie viele Zweige in Abhängigkeit von der Meßgröße verändert werden.

Wird beispielsweise nur R_1 als veränderlich angenommen:
$R_1 = R \pm \Delta R$ (alle anderen Widerstände sind gleich, $R_2 = R_3 = R_4 = R$), so folgt aus Gl. (4.1.-15)

$$U_5 = \frac{U_0}{4} \frac{\Delta R}{R} = \frac{U_0}{4} \xi.$$

Für den sehr häufigen Fall, daß zwei Brückenzweige als veränderlicher Spannungsteiler geschaltet sind, d. h., diese Widerstände verändern sich gegensinnig unter dem Einfluß der Meßgröße:
$R_1 = R + \Delta R$; $R_2 = R - \Delta R$, gilt entsprechend

$$U_5 = \frac{U_0}{2}(\xi_1 + \xi_2) \quad \text{usw.},$$

so daß allgemein geschrieben werden kann

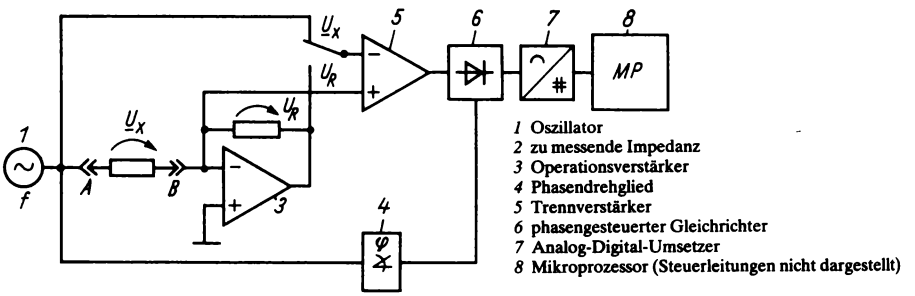
$$U_5 = \frac{U_0}{4}(\xi_1 + \xi_2 + \xi_3 + \xi_4).$$

In der Meßpraxis bezeichnet man den erstgenannten Fall (d. h. nur R_1 ist veränderlich) als *Viertelbrücke*, den zweitgenannten als *Halbbrücke* und eine Brücke mit vier veränderlichen Zweigen als *Vollbrücke* (s. Abschn. 4.1.3.2.).

Kapazitäts- und Induktivitätsmessung. Das direkte Ausmessen einer Kapazität oder Induktivität ist bei Messungen in der Automatisierungstechnik die Ausnahme; vielmehr dominiert auch hier die Abbildung von nichtelektrischen Größen auf Kapazitäts- oder Induktivitätsänderungen und damit deren Wandlung in elektrisch weiterverarbeitbare Signale.

Zur Bestimmung eines Kapazitäts- oder Induktivitätswertes dominiert heute der beschaltete Operationsverstärker, wie das im Abschn. 4.1.1.2. bereits angedeutet wurde. Bild 4.1.-14 zeigt das Grundprinzip: Durch Messung der Spannungsabfälle nach Betrag und Phase über der jeweiligen Ersatzschaltung und anschließende programmgesteuerte Rechnung wird direkt der Zahlenwert der Meßobjektgrößen C_x bzw. L_x sowie deren Verlustwinkel bestimmt (s. [12]).

Auf die Wandlung von nichtelektrischen Größen in Kapazitäts- bzw. Induktivitätsänderungen und deren Messung wird im Abschn. 4.1.3. im Zusammenhang mit der jeweiligen Meßgröße eingegangen.



1 Oszillator
2 zu messende Impedanz
3 Operationsverstärker
4 Phasendrehglied
5 Trennverstärker
6 phasengesteuerter Gleichrichter
7 Analog-Digital-Umsetzer
8 Mikroprozessor (Steuerleitungen nicht dargestellt)

Bild 4.1.-14. Prozessorgesteuerte Impedanzmessung
– vereinfachte Darstellung –

4.1.2.3. Frequenz- und Phasenwinkelmessung

Frequenzmessung. Herkömmliche Verfahren zur Frequenzmessung beruhen auf Resonanzerscheinungen mechanischer Schwinger (sog. Vibrationsmeßwerke) oder der Frequenzabhängigkeit komplexer Widerstände. Heute stehen zwei digitale Meßverfahren zur Verfügung: die Frequenzzähl- und die Periodendauermes-

sung (Bild 4.1.-15). Ein digitaler Frequenzmesser besteht im Prinzip aus nur drei Bausteinen, einem Zähler-, einem Schalter- und einem Zeitgeberbaustein. Je nach Betriebsart wird entweder die unbekannte Frequenz dadurch bestimmt, daß deren Nulldurchgänge in festen Zeitabschnitten ausgezählt werden *(Frequenzzählmessung)*, oder die Nulldurchgänge steuern die Toröffnungszeit zum Zähler, in den eine hohe, aber bekannte Frequenz eingezählt wird *(Periodendauermessung)*.

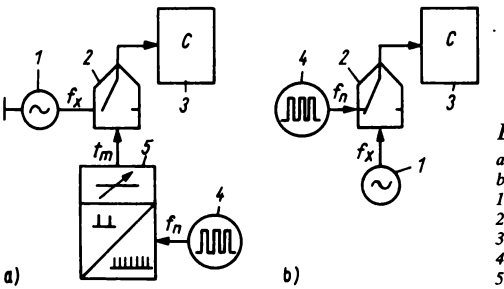


Bild 4.1.-15. Zählmeßverfahren
a Frequenzzählmessung
b Periodendauermessung
1 Signalquelle
2 Tor
3 Zähler
4 Normalfrequenzgenerator
5 Frequenzteiler

Im erstgenannten Fall bestimmt der Zeitgeberbaustein (Generator *4* und Frequenzteiler *5*) die Öffnungszeit des Tores *2* im Bild 4.1.-15 a. In der Meßzeit t_m gelangen über dieses Tor gerade $z \pm 1$ aus den positiven Nulldurchgängen der Meßgröße abgeleitete Impulse in den Zähler *3*, so daß die zu messende Frequenz

$$f_x = \frac{z \pm 1}{t_m} \tag{4.1.-16}$$

ist. Der „wahre" Wert z ist um den digitalen Restfehler $\Delta z = \pm 1$ unsicher (s. Gl. (2.3.-13)), so daß hier $z \pm 1$ geschrieben werden muß. Da in der Meßzeit t_m lediglich $z \pm 1 = f_x t_m$ Impulse in den Zähler gelangen, würden sehr niederfrequente Vorgänge eine lange Meßzeit erfordern. In einem solchen Fall werden dann Zeitgeber und Meßsignalquelle vertauscht (Bild 4.1.-15 b). Jetzt gelangen die Impulse des Normalfrequenzgenerators *4* während der Periodendauer $T_x = 1/f_x$ des Meßsignals in den Zähler:

$$f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{f_n}{z \pm 1}. \tag{4.1.-17}$$

Die Wahl der Betriebsart richtet sich also nach den geforderten bzw. wählbaren Parametern; allgemein kann geschrieben werden:

$$\delta f_x t_m = 1 \tag{4.1.-18}$$

δ relativer Zählfehler ($= \Delta z/z$), f_x zu bestimmende Frequenz, t_m Meßzeit (bei Frequenzzählmessung vom Zeitgeberbaustein, bei Periodendauermessung ist $t_m = T_x$).

Gl. (4.1.-18) heißt wegen ihrer Allgemeingültigkeit auch *Grundgesetz der Zählmeßtechnik*.

Phasenwinkelmessung. Die digitale Phasenwinkelmessung erfolgt nach dem gleichen Grundprinzip wie die digitale Frequenzmessung. Es wird lediglich dafür gesorgt, daß der Zählvorgang mit dem positiven Nulldurchgang z. B. der Spannung

u_1 gestartet und mit dem positiven der Spannung u_2 gestoppt wird (Bild 4.1.-16). Wegen

$$\varphi = \omega \Delta t = \varphi_2 - \varphi_1 = 2\pi f_x \Delta t \tag{4.1.-19}$$

und mit dem Zählergebnis $z \pm 1 = f_n \Delta t$ wird

$$\varphi = 2\pi \frac{f_x}{f_n} (z \pm 1). \tag{4.1.-20}$$

Zur Bestimmung von φ muß also neben f_n auch f_x bekannt sein.

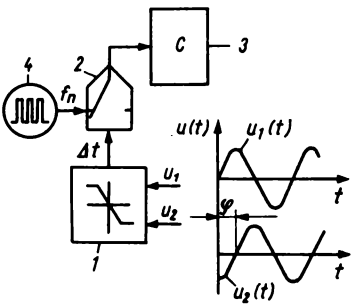


Bild 4.1.-16. Digitale Phasenmessung
1 Phasendiskriminator
2 Tor
3 Zähler
4 Normalfrequenzgenerator

4.1.2.4. Leistungs- und Energiemessung

Die Messung der Leistung und der Energie (oder der Arbeit) interessiert vor allem im Zusammenhang mit der Elektroenergieversorgung, weil elektrische Energie Verkaufsprodukt ist, das im Rahmen der rationellen Energieanwendung eine große volkswirtschaftliche Bedeutung hat.

Leistungsmessung. Der Momentanwert einer elektrischen Leistung an einem Zweipol ist das Produkt aus Strom und Spannung:

$$p(t) = u(t)\, i(t). \tag{4.1.-21}$$

Bei Gleichstrom sind $u(t) = U$ und $i(t) = I$, d. h., es ist $P = UI$. In Energiesystemen interessiert weniger der Momentanwert, sondern vor allem der zeitliche Mittelwert der Wirkleistung gemäß

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)\, i(t)\, \mathrm{d}t = \bar{u}\bar{i} \cos \varphi. \tag{4.1.-22}$$

Daneben sind noch die Scheinleistung

$$S = ui \tag{4.1.-23}$$

und die Blindleistung

$$Q = ui \sin \varphi \tag{4.1.-24}$$

von praktischem Interesse.

Aus Abschn. 4.1.1. ist bekannt, daß elektrodynamische Meßwerke produktbildend sind. Da in Versorgungsnetzen die Spannung hinreichend konstant ist, wird dort die Schaltung zur stromrichtigen Leistungsmessung bevorzugt (Bild 4.1.-17).

Die angezeigte Leistung P ist dann die am Verbraucher umgesetzte Leistung P_x plus Verlustleistung P_v gemäß

$$P_x = P - I^2 R_I.$$

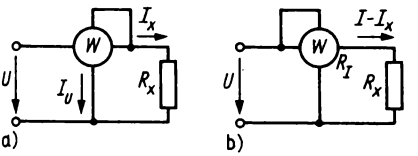


Bild 4.1.-17
Anschaltung eines Leistungsmessers
a spannungsrichtige Schaltung
b stromrichtige Schaltung

Bei Wechselstrom wird die Wirkleistung nach Gl. (4.1.-22) angezeigt. Ein Drehstromnetz kann bekanntlich als Überlagerung dreier Einphasennetze angesehen werden [14]. Leistungsmessungen in einem solchen Netz müssen bei unsymmetrischer Netzbelastung in jedem Strang vorgenommen und die Ergebnisse müssen addiert werden, um die Gesamtleistung zu erhalten (Bild 4.1.-18); es gilt

$$P_{ges} = P_R + P_S + P_T . \tag{4.1.-25}$$

Die Addition erfolgt nicht elektrisch, sondern mechanisch durch Anordnung der drei Meßwerke auf einer gemeinsamen Drehachse. In Drehstromnetzen ohne Nulleiter kommt man mit zwei Leistungsmessern aus, weil z. B. der Leiter S als Rückleiter für die Außenleiter R und T aufgefaßt werden kann. Dann gilt nämlich [12]

$$P_{ges} = U_{RS} I_R \cos (U_{RS} I_R) + U_{TS} I_T \cos (U_{TS} I_T). \tag{4.1.-26}$$

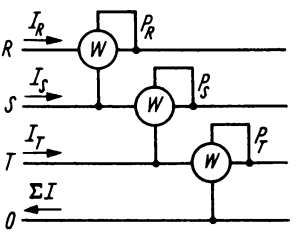
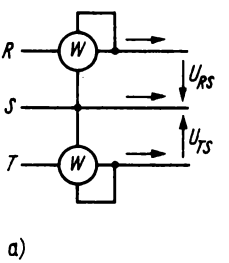


Bild 4.1.-18. Drehstromleistungsmessung mit drei Leistungsmeßwerken



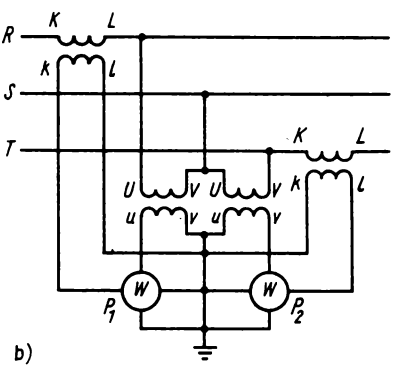


Bild 4.1.-19. Drehstromleistungsmessung mit zwei Meßwerken (Aron-Schaltung)
a direkt
b über Wandler

Bild 4.1.-19 zeigt die zugehörige Schaltung. Darin ist zugleich die Anschaltung an das Drehstromnetz über Strom- und Spannungswandler mit eingezeichnet. Die eingetragenen Klemmenbezeichnungen U, V, u, v bzw. K, L, k, l sind für die Spannungs- bzw. Stromwandler festgelegte Bezeichnungen, wobei die Großbuchstaben für die Primär- und die Kleinbuchstaben für die Sekundärseite gelten. Außerdem ist aus Bild 4.1.-19 ersichtlich, daß die Stromwandler prinzipiell sekundärseitig zu erden sind, um jede Gefährdung für Personal und Geräte auszuschließen.

Energiemessung. Die Messung der elektrischen Arbeit (oder Energie) folgt der Definitionsgleichung für die Arbeit

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P(t)\,\mathrm{d}t. \tag{4.1.-27}$$

Die Integration über die Zeit kann so erfolgen, daß ein Drehmoment als Produkt aus Strom und Spannung gegen ein geschwindigkeitsproportionales Bremsmoment arbeitet, weil dann der überstrichene Winkel ein Maß für die Arbeit als dem zeitlichen Integral über die Leistung ist.

Für das Induktionsmeßwerk wurde mit Gl. (4.1.-8) dieser Zusammenhang bereits angegeben, d. h., die Zahl z der im Zeitintervall $t_2 - t_1$ ausgeführten Umdrehungen der Zählerscheibe im Bild 4.1.-5 ist

$$z = \int_{t_1}^{t_2} k_\mathrm{b} n\,\mathrm{d}t = \int_{t_1}^{t_2} k_\mathrm{a} UI \cos\varphi\,\mathrm{d}t = kW \tag{4.1.-28}$$

und damit der Arbeit direkt proportional.

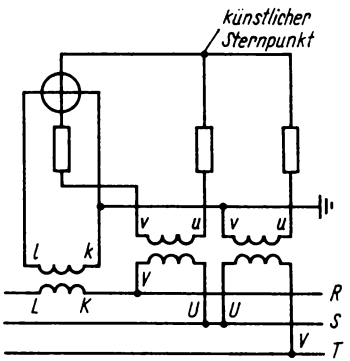


Bild 4.1.-20. Energiemessung in einem symmetrisch belasteten Dreileiternetz

Die Anschaltung erfolgt nach den gleichen Regeln wie für Leistungsmeßgeräte. In einem symmetrisch belasteten Drehstromnetz genügt sogar nur ein Elektrizitätszähler; ein sog. künstlicher Sternpunkt aus ohmschen Widerständen unter Berücksichtigung des Meßwerkwiderstandes im Meßzweig dient als Bezugspunkt (Bild 4.1.-20). Auch hier ist die Anschaltung über Wandler dargestellt, die ihrerseits sekundärseitig geerdet sind.

4.1.3. Messung nichtelektrischer Größen

4.1.3.1. Allgemeines

Physikalische Effekte. Als Wandlungsglieder einer Meß- in eine Abbildungsgröße können prinzipiell alle denkbaren physikalisch-technischen Konfigurationen auftreten, die einen reproduzierbaren Zusammenhang zwischen zwei Größen herstellen (s. Abschn. 2.3.). Für technische Anwendungen ist die Zahl allerdings begrenzt, wenn heute auch rund 200 physikalische Effekte und Prinzipe bekannt sind. Für die Meßgrößenwandlung sind neben den prinzipbedingten Grenzen auch noch Meßbereich, Übertragungsfaktor, Grenzfrequenz und andere Kenngrößen und Kennfunktionen zu beachten; schließlich können solche Gebrauchseigenschaften wie Langzeitstabilität, Reproduzierbarkeit und Betriebszuverlässigkeit den Vorrang vor spektakulären Wirkprinzipen genießen.

Tafel 4.1.-3 gibt eine Übersicht über Wandlungsprinzipe, die für technische Messungen genutzt werden. Die „unbesetzten" Kreuzungspunkte deuten darauf hin, daß entweder keine Effekte bekannt oder zumindest noch nicht genutzt worden sind.

Die Tafel zeigt zwei interessante Tendenzen:

- Auf die mechanische Abbildungsgröße Weg oder Wegänderung lassen sich relativ viele Größen abbilden; Gleiches gilt für Kraft und den Winkel bzw. die Winkeländerung.
- Häufigste elektrische Abbildungsgrößen sind die Spannung und der Widerstand (bzw. eine Widerstandsänderung).

Tafel 4.1.-4 weist, nach Meßgrößen geordnet, ähnliche Tendenzen aus.

Schnittstellen. Trotz dieser Tendenzen bleibt aber noch eine Vielfalt von Meßgrößen, möglichen Abbildungssignalen und Wertebereichen, so daß eine weitere Vereinheitlichung an geeigneten Stellen von Meßeinrichtungen und -systemen dringend geboten ist. Dieser Zwang ist objektiver Natur und auf den verschiedensten Gebieten schon spürbar durchgesetzt worden.

Zu einheitlichen Systemlösungen in Meßsystemen zur Messung physikalischer Größen gelangt man durch Zerlegung der verschiedenen Meßaufgaben in Grundfunktionen und deren gerätetechnische Realisierung mit einer reduzierten Anzahl von Varianten. Damit ist die Fixierung von geeigneten *Schnittstellen* zwischen solchen Funktionseinheiten verknüpft, d. h. die

- Festlegung von Schnittstellen zwischen Einheiten unterschiedlicher Funktion,
- Festlegung der Anschlußparameter, ihrer Wertebereiche und Toleranzen,
- Festlegung der Hilfsfunktionen (Versorgungsenergie, Gefäßsystem, Prüfung, Lagerhaltung, Transport ...).

Im Bild 2.3.-2 wurden bereits solche Schnittstellen angedeutet. Typische Schnittstellen sind:

- die Schnittstelle zwischen Sensor (Meßfühler) und nachgeordneter Meßschaltung oder einem nachgeschalteten Wandlungsglied. Das führt auf vereinbarte Zwischenabbildungssignale (z. B. Weg, Kraft, Widerstandsänderung, elektrische Spannung), die an den Anschlußklemmen allerdings nicht in Erscheinung treten müssen. Sie sind jedoch für den Hersteller wesentlich und deshalb oft nur für eine Erzeugnisgruppe vereinheitlicht. Dabei spielt der Stand der Technik eine entscheidende Rolle, wie sich gerade jetzt mit Einführung neuer

Tafel 4.1.-3. Beispiele für Meßgrößenwandlung

Wandlung von – in		Weg s	Geschw. v	Kraft F	Winkel ϕ	Winkelgeschw. $\dot{\phi}$	Moment M	Spannung u	Widerstand R	Induktivität L	Kapazität C	Ladung Q	Druck p	Temperatur T	Niveau h	Frequenz f	digitales Signal
Weg, Wegänderung	s	1		2	1				3,4	5	6					51	61
Geschwindigkeit	v							7									
Beschleunigung	a	8		8	9												
Kraft	F	2					2		60			10				51,52	
Winkel, Winkeländerung	φ	1			1		2		4	5	6					53	62
Winkelgeschwindigkeit	φ			11	12		13	14									
Winkelbeschl.	ε				8		8										
Drehmoment	M			1	2												
Spannung	u				14											54	63
Strom	i			7	14												63
Widerstand	R							15								55	63
Induktivität	L							15								55	
Kapazität	C							15								55	
Ladung	Q							16									
magnet. Fluß	ϕ							17	18								
Druck (-differenz)	p	19		20					59			10			21	56	
Temperatur	T	22			22			23	24				25			55	
Niveau, Füllstand	h	26									6		19				
Volumenstrom	q_v	27		28		29		30					31	32	33	57	
Massestrom	q_m					29		34					31				
Menge (Masse)	m	35		36	37											58	
Dichte		38		39									40,41				
Zähigkeit			42				43	44									
Feuchte									45		46		47,48				

1 Hebel-, Rädergetriebe
2 Feder
3 Dehnmeßstreifen
4 Potentiometer
5 induktiver Sensor
6 kapazitiver Sensor
7 Tauchspule
8 Feder-Masse-System
9 schwerer Kreisel
10 Piezokristall, -keramik
11 Fliehpendel
12 gefesselter Kreisel
13 Induktionsmeßwerk
14 Drehspule
15 Brückenschaltung
16 Ladungsverstärker
17 Hall-Generator
18 Feldplatte
19 Federmanometer
20 Wellrohr, schlappe Membran
21 U-Rohr
22 Ausdehnungsthermometer
23 Thermoelement
24 Widerstandsthermometer
25 Federthermometer
26 Schwimmer
27 Schwebekörper
28 Stauscheibe, Stauklappe
29 Flügelrad (Turbine)
30 induktiver Durchflußmesser
31 Wirkdruckgeber (Blende, Düse)
32 Thermowiderstand
33 Überfallwehr
34 Trägheitsdurchflußmesser
35 Federwaage
36 elastische Bauglieder
37 Neigungswaage
38 Auftriebskörper
39 Rohrschleife
40 Schwingzylinder
41 Kapillarviskosimeter
42 Kugelviskosimeter
43 Rotationsviskosimeter
44 Schwingungsviskosimeter
45 konduktometrische Verfahren
46 kapazitiver Feuchtesensor
47 Psychrometer
48 Taupunktfühler
51 schwingende Saite
52 Biegezunge
53 Impulsgeber
54 Multivibrator
55 Oszillatorschaltung
56 Schwingzylinder
57 Wirbelkörper
58 Volumen-, Mengenzähler
59 Siliziumsensor
60 Foliensensor
61 Kodelineal
62 Kodescheibe
63 Analog-Digital-Umsetzer

Tafel 4.1.-4. Wandlungsprinzipe für häufige Meßgrößen

Beeinflussende Größe (Eingangsgröße)	Beeinflußte Größe (Ausgangsgröße)	Physikalischer Effekt oder Zusammenhang	Anwendungsbeispiele
Weg (Winkel)	Weg (Winkel)	Hebelgesetze	
	Kraft (Moment)	Elastizitätsgesetze	
	Gas- oder Flüssigkeitsdruck	Strömungsgesetze	Düse – Prallplatte Strahlrohr
	ohmscher Widerstand	mechanischer Abgriff bei veränderlichem Widerstand	Potentiometer
		piezoresistiver Effekt	Dehnmeßstreifen
		innerer fotoelektrischer Effekt	Fotowiderstand, Fotodiode, -transistor
	Induktivität	Induktivitätsänderung infolge Luftspalt- oder Kopplungsänderung	induktiver Aufnehmer
	Kapazität	Kapazitätsänderung infolge Änderung von Plattenabstand, -fläche oder der Dielektrizitätskonstanten	kapazitiver Aufnehmer
Geschwindigkeit	Kraft (Moment)	Fliehkraftwirkung	Fliehpendel (Wattscher Regulator)
	elektrische Spannung	Induktionsgesetz	Generator, Tauchspule
Kraft (Moment)	Weg (Winkel)	Elastizitätsgesetze	
	elektrischer Widerstand	Änderung des Übergangswiderstands	Kohleplatten
	Induktivität	Abhängigkeit der Permeabilität vom mechanischen Spannungszustand	magnetoelastischer Aufnehmer
	elektrische Spannung	piezoelektrischer Effekt	piezoelektrischer Aufnehmer
Gas- oder Flüssigkeitsdruck	Weg	Elastizitätsgesetze	federelastische Druckmesser
		hydrostatische Gesetze	U-Rohr und Abwandlungen
Strömungsgeschwindigkeit	Kraft	Strömungsgesetze	Stauscheibe, -klappe, Schwebekörper
	Gas- oder Flüssigkeitsdruck	Durchflußgleichungen (Strömungsgesetze)	Wirkdruckverfahren
	Wirbelfrequenz	Karmansche Wirbelstraße	Wirbel-Durchflußmesser

Tafel 4.1.-4. Wandlungsprinzipe für häufige Meßgrößen (Fortsetzung)

Beeinflussende Größe (Eingangsgröße)	Beeinflußte Größe (Ausgangsgröße)	Physikalischer Effekt oder Zusammenhang	Anwendungsbeispiele
Temperatur	Weg (Winkel)	Temperaturabhängigkeit von Länge und Volumen	Ausdehnungsthermometer
	Gas- oder Flüssigkeitsdruck	Temperaturabhängigkeit des Drucks eingeschlossener Medien	Federthermometer
	ohmscher Widerstand	Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstands	Widerstandsthermometer
	elektrische Spannung	Seebeck-Effekt	Thermoelement
Elektrischer Strom	Kraft (Moment)	Kraftwirkung des elektrischen Stroms (elektrodynamisches Kraftgesetz)	Elektromagnet, Tauchspule, Drehspule

Tafel 4.1.-5. Elektrische Abbildungsgrößen

Abbildungsgröße	Empfohlener Wertebereich	Effekt, Sensorelement
Widerstand	100 ... 10 kΩ	Dehnmeßstreifen; Feldplatte
Widerstandsänderung	0,1 ... 400 kΩ	Termistor, Fotowiderstand
Kapazität		Plattenabstand, -oberfläche; Dielektrikum
Induktivität		Luftspalt, Tauchkern; Kopplung zweier Spulen; Magnetoeleastizität
Spannung	1 mV ... 10 V	elektrochemisches Potential; Thermospannung; galvanomagnetischer Effekt; Induktion
Ladung		Piezoelektrizität; Influenz; Ionisation
Strom		lichtelektrischer Effekt; Ionisation
Frequenz (Zeit)	50 Hz ... 10 MHz	mechanische/elektrische Oszillatoren; mechanisch/elektrisch/optisch angesteuerte Initiatoren; Rückstrahlortung; Dopplereffekt; thermisches Rauschen

Sensoren zeigt, weil diese direkt kompatibel zu Halbleiterschaltkreisen sein sollen und deren Anschlußwerte von der Herstellungstechnologie bestimmt werden (Bipolar-, Unipolartechnik usw.). Tafel 4.1.-5 enthält einige heute häufig benutzte elektrische Abbildungsgrößen und -bereiche, die als typisch für die erste Schnittstelle angesehen werden können;

- die Schnittstelle zwischen Funktionseinheiten eines Einheitssystems. Hier gelten vor allem Festlegungen über die sog. *Einheitssignale*, die auch international weitgehend vereinheitlicht sind (z. B. das elektrisch-analoge Gleichstromsignal mit dem Wertebereich (0 ... 20) mA oder (4 ... 20) mA, s. Bild 2.3.-6);

- die Schnittstelle zwischen Geräten und universell nutzbaren Einheiten zur Informationsverarbeitung (Mikrorechner, Prozeßrechner, Prozeßleitsysteme). Die Anschlußbilder und -bedingungen werden als *Standard-Interface* bezeichnet und umfassen genormte Bedingungen für die Anschließbarkeit über ein Bussystem (s. Abschn. 4.1.4.) Auch hier bestimmen der Stand der Technik und der Anwendungszweck weitgehend die Auslegung.

Einsatzbedingungen. Für eine Reihe von Einflußgrößen und deren Auswirkungen wurden national und international gültige Übereinkünfte getroffen, die in Standards festgelegt sind. Die damit geschaffenen Gebrauchswertklassen gestatten sowohl dem Entwickler als auch dem Benutzer technischer Einrichtungen eine Orientierung hinsichtlich der Anforderungen und der zu realisierenden Eigenschaften. Sie stellen einen Kompromiß zwischen idealen Forderungen und technischen Möglichkeiten dar.

Manche Einflußgrößen lassen sich hinsichtlich ihrer Auswirkungen berechnen oder wenigstens abschätzen. Andere Einflußgrößen resultieren aus verschiedensten Einsatzbedingungen, die der Hersteller im einzelnen nicht kennt; hier muß der Anwender selbst tätig werden.

Für eine Reihe von Einsatzbedingungen existieren vereinbarte Festlegungen, über die Tafel 4.1.-6 zusammenfassend informiert. Auf Details kann hier nicht eingegangen werden; wegen der vielschichtigen Problematik muß auf die Fachliteratur verwiesen werden (z. B. [4] [6] [10]).

Die gegenwärtig umfassendste Kombination verschiedener Festlegungen ist die *Einsatzklasse* nach TGL 9200/03. Sie besteht aus vier Einsatzgrenzwerten klimatischer Parameter und einer vierstelligen Kodezahl. Daraus kann der Anwender bereits wesentliche Aussagen über den Gebrauchswert des betreffenden Geräts entnehmen; selbstverständlich sind andere in Tafel 4.1.-6 genannte Angaben zusätzlich zu beachten.

Als Beispiel sei die Einsatzklasse

$$-30/+85/+30/80//4302$$

betrachtet. Darin bedeuten

die erste Zahl:	die niedrigste Umgebungstemperatur in °C, bei der das Gerät betrieben werden darf
die zweite Zahl:	die entsprechend höchste Temperatur
die dritte Zahl:	die höchste Temperatur, die mit der höchsten relativen Luftfeuchte gekoppelt werden darf
die vierte Zahl:	die höchste relative Luftfeuchte, bei der das Gerät betrieben werden darf
die erste Kodeziffer:	Staub- und Spritzwassereinwirkung (in fünf Klassen)
die zweite Kodeziffer:	wasserlösliche und gasförmige Luftverunreinigungen (in vier Klassen)
die dritte Kodeziffer:	Schimmelwachstumsmöglichkeit (0 ≙ unzulässig, 1 ≙ zulässig)
die vierte Kodeziffer:	die Einsatzgruppe der mechanisch-dynamischen Beanspruchung (in vier Gruppen).

Ist kein Grenzwert angebbar oder unwichtig, steht an entsprechender Stelle ein Querstrich, z. B. $+10/+35/+20/80//--00$.

Tafel 4.1.-6. Allgemeine technische Forderungen und Einsatzbedingungen für Sensoren

Einsatzbedingungen		Technische Forderungen	
		Einzelangaben	zusammenfassende Angaben
Klima	Makroklima (Klimabereiche) TGL 9199	Klimaschutzart TGL 9200/01	
	Mikroklima TGL 9200	Aufstellungskategorie TGL 9200/01	Ausführungsklasse TGL 9200
Betriebsbedingungen	Temperatur		Technoklimate TGL 22500/03
	Luftfeuchte		
	Luftverunreinigungen (gasförmig)		Einsatzklasse TGL 9200/03
	Staub und andere Fremdkörper		
	Wassereinfluß		Schutzgrad TGL 15165
	Schimmelwachstum		
Mechanisch-dynamische Bedingungen (Schwingungen, Stöße)		Einsatzgruppen TGL 200-0057/04	
Brand- und explosionsgefährdete Umgebung		Zündgruppen und Ex-Klassen TGL 14275 Schutzart TGL 19491	
Elektrische Störbeeinflussung		z. Z. nur für spezielle Bedingungen festgelegt (z. B. TGL 200-0605 Kreuzungen und Näherungen von Informations- und Starkstromanlagen)	
Zuverlässigkeit (Beanspruchung und Lebensdauer)		z. Z. nur allgemeine Festlegungen (z. B. TGL 26096/01 Zuverlässigkeit in der Technik, Begriffe GOST 13216-67 Zuverlässigkeit; allgemeine technische Forderungen und Prüfmethoden)	

4.1.3.2. Sensoren

Begriffsinhalt. Auf Wandlungsglieder zur Umwandlung nichtelektrischer in elektrische Größen wird heute weitgehend der Begriff Sensor (lat. *sensus:* svw. Sinn, Gefühl, Empfindung) angewendet, bevorzugt dann, wenn diese Wandlungsglieder auf elektronischen Wirkprinzipen beruhen bzw. mit Technologien der Halbleiterfertigung produziert werden und mit mikroelektronischen Funktionseinheiten direkt zusammenarbeiten. Die Grenzen sind fließend; in der Literatur herrscht noch keine Einheitlichkeit, und oft werden prinzipiell alle Meßfühler als Sensoren bezeichnet.

Gefördert wurde diese Tendenz durch die Notwendigkeit der Nachbildung bestimmter Sinneseigenschaften des Menschen, besonders des Gesichts-, Tast- und Gehörsinns im Zusammenhang mit der Robotertechnik (visuelle, taktile und auditive Sensoren sind die „Meßfühler" des Roboters). Ebenso wie im biologischen Bereich ein Sinnesorgan bzw. dessen Einzelelement, der Rezeptor, *allein* noch keine Erkennung komplexer Zusammenhänge ermöglicht, ist der Sensor ohne nachverarbeitende Funktionseinheit noch keine Meßeinrichtung.

Es ist deshalb sinnvoll, eine Präzisierung des Gebiets der Sensorik dergestalt vorzunehmen, daß auch die Folgeelektronik mit einbezogen wird. Wir unterscheiden in

Sensorelement. Wandlungsglied, das eine nichtelektrische in eine elektrisch verarbeitbare Größe umwandelt (z. B. Piezowiderstand, temperaturabhängiger Widerstand, Fotodiode ...)
Sensorsystem. Funktionseinheit zur Meßgrößenerfassung und Meßwertdarstellung oder zur Objekterkennung. Das Sensorsystem besteht aus Sensorelement(en) und nachgeschalteten mikroelektronischen Verarbeitungseinheiten
Sensortechnik. Gesamtheit von Hard- und Software für die Abbildung von Meßgrößen oder Meßgrößenkombinationen auf automatisch verarbeitbare Signale.

Technologien und Werkstoffe. Wesentliche Impulse erhielt die Sensorik aus der Halbleiterindustrie, weil noch sehr viele Meßfühler weder nach Baugröße noch bezüglich der elektrischen Anschlußparameter mikroelektronische Dimensionen und Kennwerte aufweisen. Eine typische Eigenschaft mikroelektronischer Technologien ist ihr Massencharakter, d. h., eine Fertigung ist erst in großen Stückzahlen rentabel. Aus dieser Sicht ist es verständlich, daß neue Anwendungsbereiche oft zuerst im Bereich von Massenprodukten zu finden sind, wie in der Automobilindustrie, der Unterhaltungselektronik, der Kommunikationstechnik u. a. Die Automatisierungstechnik wird demgegenüber einen kleineren Anteil am Gesamtvolumen einnehmen. Daraus ist wiederum abzuleiten, daß Sensoranwendungen im Bereich der Meßtechnik dann ökonomisch sein werden, wenn die Sensorherstellung mit in der Großserie beherrschten Technologien erfolgt. Ähnliche Überlegungen gelten dann auch für die Werkstoffe, die für Sensoren zur Anwendung kommen.

Neuentwicklungen der Halbleitertechnik und Optoelektronik werden auch zu neuen Sensorkonzepten führen.

Sensorsysteme sind in den seltensten Fällen ausschließlich in einer bestimmten Technologie herstellbar. Sie werden vielmehr einen ausgesprochen hybriden Charakter haben, weil z. B. die MOS-Technologie und ihre Varianten zwar zur Herstellung von Schaltungskomponenten zur digitalen Signalverarbeitung gut

geeignet ist, Leistungs- und Koppelbauglieder aber vorteilhaft in Bipolartechnik ausgeführt werden. Ein Sensorsystem hat damit prinzipiell eine Struktur, wie sie im Bild 4.1.-21 dargestellt ist. Diese funktionelle Integration löst den Sensor aus der Rolle des „Nur-Ersatzes" herkömmlicher Meßfühler heraus.

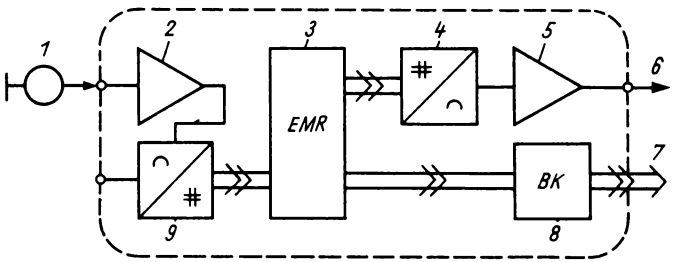


Bild 4.1.-21. Struktur einer intelligenten Meßeinrichtung

1 Sensor
2 Eingangsverstärker
3 Einchipmikrorechner
4 Digital-Analog-Umsetzer
5 Ausgangsverstärker
6 Analogausgang
7 Digitalausgang (Busanschluß)
8 Buskoppler
9 Analog-Digital-Umsetzer

Intelligente Meßeinrichtungen. Im Zusammenhang mit den immer komplizierter werdenden Aufgabenstellungen für Meß- und Erkennungsaufgaben in der modernen Produktion und bei der flexiblen Automatisierung kann eine Meß- oder Aufgabengröße oft nicht mehr nur in Teilen oder Vielfachen einer physikalischen Einheit beschrieben werden – die Meßinformation wird mehrdimensional. Beispiele dafür sind die

Geräuschanalyse (Amplitude, Frequenz, Leistungsspektrum ...) mit akustischen Sensoren, z. B. für die Diagnostik

Bildanalyse (x, y-Koordinate, Farbwerte, Kontrast ...) mit visuellen Sensoren, z. B. zur Automatisierung von Stückgutprozessen, für Montageroboter u. a.

Körperanalyse (x, y, z-Koordinate) mit taktilen Sensoren, z. B. für die rechnergestützte Fertigung und Qualitätskontrolle, die Robotertechnik u. a.

Derartige Meßaufgaben erfordern Sensorsysteme, die einen oder mehrere Mikrorechner zur Abarbeitung dieser anspruchsvollen Meßaufgaben enthalten. Weil hierbei Entscheidungen zu fällen sind, die traditionell dem Menschen vorbehalten waren, ist die Bezeichnung „intelligent" für solche Einrichtungen üblich geworden, obwohl der Intelligenzbegriff weit mehr umfaßt als das bloße Abarbeiten bestimmter Algorithmen.

Die Einführung intelligenter Meßsysteme ist eine objektive Notwendigkeit und steht im engsten Zusammenhang mit der Einführung von integrierten Fertigungszellen, von numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen und mit der Robotertechnik insgesamt: Wenn der Mensch aus dem direkten Produktionsprozeß herausgelöst wird (was ja letztlich das Ziel jeder Automatisierung ist), so wird dem Produktionsprozeß (menschliche) Intelligenz entzogen, die diesem auf andere (und zwar technische!) Weise wieder zugefügt werden muß. Erst dann werden gleiche oder bessere Qualitäten und Quantitäten produzierbar. In diesen Zusammenhang ist auch das im Abschn. 2.3.1. vorgestellte Beispiel einzureihen.

4.1.3.3. Messung von Weg, Winkel und Position

Wege und Wegänderungen sind in der Automatisierungstechnik in den Bereichen bis zu einigen Millimetern (als Dehnungen von weniger als 1 µm bis etwa 100 µm oder Wegänderungen als Abbildungsgröße im Bereich bis zu einigen Millimetern), als Wege an Werkzeugmaschinen bis in die Größenordnung Meter oder als Tankfüllstände bis etwa 70 m und mehr zu erfassen; für Winkel und Winkeländerungen dominieren Bereiche $< 2\pi$ rad. Eine prinzipielle Trennung zwischen Wegen, Winkeln, Kräften und Momenten ist wegen der mechanisch gut möglichen Konvertierbarkeit nicht notwendig. Mit dem Übergang zur flexiblen Automatisierung, vor allem im Bereich der mechanischen Fertigung, und der damit verbundenen Nutzung von rechnergesteuerten Maschinen und Industrierobotern sind Meßsysteme für Wege, Winkel und zur Erfassung von Positionen heute wieder von größtem Interesse.

Ohmscher Widerstand. Für den Widerstand eines linienhaften Leiters gilt die bekannte Beziehung (3.2.-1)

$$R = \varrho \frac{l}{A} \tag{4.1.-29}$$

Bei konstantem Querschnitt A und konstantem spezifischem Widerstand ϱ ist der Widerstand durch Änderung der Länge l einstellbar. Die heute übliche Bauform für solche Stellwiderstände ist der Drahtwiderstand in Form eines auf einen geeigneten Träger aufgewickelten Widerstandsdrahts aus Konstantan oder Manganin (Bild 4.1.-22). Als Trägermaterial wird für höhere Ansprüche (Formstabilität, Wärmeleitung) Keramik oder Metall, z. B. eloxiertes Aluminium, verwendet.

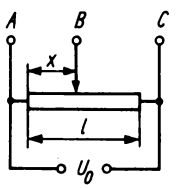


Bild 4.1.-22. Veränderlicher Widerstand

Auf der Wicklung gleitet ein Schleifer, der, von den Endpunkten aus gerechnet, einen mit dem Schleiferweg wachsenden Widerstandswert abgreift,

$$R_{AB} = R_{AC}\frac{x}{l} = R_{ges}\frac{x}{l}. \tag{4.1.-30}$$

Die kleinste meßbare Weg- oder Winkeländerung wird durch die Stufigkeit bestimmt, die durch das Abgreifen der Wicklung von Windung zu Windung zustandekommt. Die Stufigkeit ist ein systematischer Fehler und kann als anschauliches Beispiel für den Quantisierungsfehler dienen (vgl. Abschn. 2.3.5., Bild 2.3.-10c und Gl. 2.3.-12!). Mit dem Widerstand r einer einzelnen Windung und N als Windungszahl ist die Abweichung von der idealen Kennlinie $\Delta R = 1/2r$ und der reduzierte Fehler

$$\delta^* = \frac{\Delta R}{R_{ges}} = \frac{1}{2N}. \tag{4.1.-31}$$

Zu diesem theoretischen Grenzwert kommen noch Fehler infolge ungleicher Wickeldichte, Durchmesserschwankungen usw. hinzu. Nach Gl. (4.1.-20) ist es günstig, zur Reduzierung des systematischen Fehlers die Windungszahl groß zu machen. Nachteilig ist der bewegliche Schleifkontakt. Neben der Abnutzung können Störungen durch Korrosion, Stöße usw. auftreten. Auch die Bewegungsgeschwindigkeit des Schleifers ist beschränkt (bis zu einigen Zentimetern je Sekunde).

Eine praktisch unendliche Auflösung haben Wegpotentiometer aus Leitplast. Bei ihnen ist die Drahtwicklung durch einen kalibrierten Körper aus einem leitfähigen Elastomer ersetzt, auf dem der Schleifer gleitet. Durch Abdeckungen wird das Eindringen von Fremdkörpern (Staub, Wasser, Öl) verhindert, so daß Leitplastpotentiometer heute an Industrierobotern häufig anzutreffen sind.

Induktivität. Induktive Wegsensoren sind in vielen Ausführungsformen bekannt; ihre Grundform ist die Drosselspule mit veränderlichem Luftspalt. Eine Spule mit Eisenkreis hat die Induktivität

$$L = \frac{N^2 \mu_0 A}{\frac{l_{Fe}}{\mu_{rel}} + l_{Luft}} \tag{4.1.-32}$$

N Windungszahl
μ_0 absolute Permeabilität
A Eisenquerschnitt
μ_{rel} relative Permeabilität des Eisens
l_{Fe} mittlere Länge des Eisenweges
l_{Luft} Luftspaltlänge.

Eine Luftspaltveränderung ändert also die Induktivität und damit den induktiven Widerstand $X = \omega L$. Bild 4.1.-23b zeigt das Prinzip des induktiven Differentialsensors. Er besteht aus zwei Drosseln L_1 und L_2, deren Induktivitäten sich bei Verschiebung des Joches gegensinnig ändern. In einer Brückenschaltung wird diese Änderung gemessen.

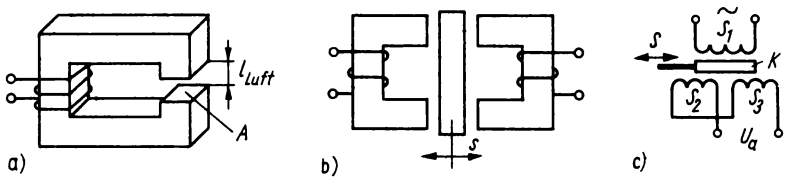
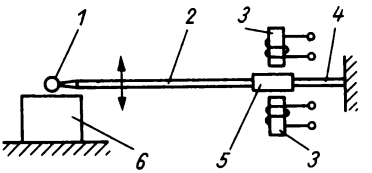


Bild 4.1.-23. Induktiver Sensor
a Drosselspule mit Eisenkern und Luftspalt
b Differentialdrossel
c Differentialtransformator

Neben der Luftspaltänderung ist auch die Änderung des wirksamen Querschnitts A in Gl. (4.1.-32) gebräuchlich. Außerdem besteht die Möglichkeit, die Kopplung zwischen zwei Spulen zu beeinflussen. Das führt auf die sog. *Differentialtransformatoren.* Sie bestehen aus drei Spulen (Bild 4.1.-23c), wobei Spule S_1 an Wechselspannung liegt. Bei symmetrischer Stellung des Eisenkerns K heben sich die in den Spulen S_2 und S_3 induzierten Spannungen auf, die Ausgangsspannung U_a ist Null. Abweichungen aus der Symmetrielage haben unterschiedliche Spannungen in S_2 und S_3 zur Folge und damit eine der Verschiebung proportio-

nale Ausgangsspannung U_a. Statt des Kernes kann auch die Spule S_1 verschoben werden, ohne daß sich an der Wirkungsweise prinzipiell etwas ändert.

Ein wesentlicher Vorteil induktiver Sensoren gegenüber ohmschen Widerständen mit Schleifkontakten ist ihre Kontaktlosigkeit. Außerdem sind kleine Abmessungen bei hoher Empfindlichkeit charakteristische Merkmale, so daß induktive Feintaster in Meßmaschinen häufig eingesetzt werden. Bild 4.1.-24 zeigt als Beispiel einen induktiven Feintaster für das eindimensionale Antasten von Prüflingen. Ebenso häufig ist die Ausrüstung von Industrierobotern mit taktilen Sensoren, die auf dem gleichen Prinzip basieren.



1 Tastkugel
2 starrer Taststift
3 Differentialdrossel
4 federelastische Halterung
5 Eisenkern
6 Prüfling

Bild 4.1.-24. Induktiver Feintaster

Kapazität. Auch kapazitive Sensoren sind kontaktlos. Die Kapazität eines Plattenkondensators beträgt (s. Gl. (3.2.-9))

$$C = \varepsilon \frac{A}{l} \tag{4.1.-33}$$

A Plattenfläche, l Plattenabstand, ε Dielektrizitätskonstante.

Eine Kapazitätsänderung ist demnach auf drei Wegen möglich: durch Änderung der Dielektrizitätskonstanten, durch Änderung der Plattenfläche (Drehkondensator im Rundfunkgerät) und durch Änderung des Abstands. Dieser letzte Weg wird u. a. zur Messung kleinster Wege, z. B. von Banddicken und Rauhtiefen, beschritten.

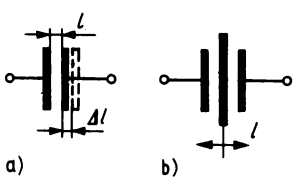


Bild 4.1.-25
Kapazitiver Sensor
a Einfachanordnung
b Differentialkondensator

Kapazitive Sensoren werden meist als Differentialkondensatoren gebaut (Bild 4.1.-25). Die Verschiebung der Mittenelektrode ändert gegensinnig die Kapazitäten C_1 und C_2, die Bestandteile einer Brückenschaltung sind. Ausgehend von Gl. (4.1.-33) gilt für die Abhängigkeit einer Kapazität von der Wegänderung Δl

$$C = f(l) = C_0 + \Delta C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{rel} A}{l} \left[1 - \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta l^2}{l^2} - \ldots + \ldots\right] \tag{4.1.-34}$$

und für eine Differentialanordnung (bei Abbruch nach dem zweiten Glied)

$$\frac{C_1 - C_2}{C_0} = \frac{2\Delta C}{C_0} = -\frac{2\Delta l}{l} \qquad (4.1.\text{-}35)$$

Wegen $\varepsilon_0 = 8{,}86 \cdot 10^{-14}$ F/cm ergeben sich für praktische Ausführungen (Fläche A in der Größenordnung cm^2, Weg l in der Größenordnung mm) nur Kapazitäten in der Größenordnung pF, so daß kapazitive Sensoren zur Wegmessung sorgfältig gegen Störeinflüsse durch Streu- und Schaltkapazitäten geschützt werden müssen. Durch die mit mikroelektronischen Mitteln mögliche stabile Verstärkung der energiearmen Meßsignale werden kapazitive Sensoren heute allerdings auch unter extremen Umgebungsbedingungen eingesetzt (Raumfahrt, Prozeßtechnik).

Pneumatische Meßsysteme. In der Massenfertigung, vor allem in der Stückgutfertigung, bilden Prüfvorgänge einen wesentlichen Teil des Fertigungsprozesses. So können mehr als die Hälfte aller Arbeitsgänge Prüfprozesse sein. Teilweise nimmt die Qualitätskontrolle mehr Zeit in Anspruch als die Fertigung selbst. Entsprechend hoch sind die Forderungen an die Prüfmittel und ihre Automatisierbarkeit. Dabei sind sowohl Aufgaben der *passiven Kontrolle* (Prüfung der Teile nach dem Fertigungsprozeß) als auch der *aktiven Kontrolle* (d. h. der Meßsteuerung während des Fertigungsvorgangs zur Verhinderung der Ausschußproduktion) zu lösen, die sich vor allem auf die Bestimmung von Längenmaßen (durch Vergleich mit Maßverkörperungen) und von Toleranzen zwischen zu fügenden Teilen erstrecken. Neben mechanischen, induktiven und kapazitiven Tastern haben sich für die genannten Aufgaben auch pneumatische Verfahren bewährt. Da die Meßaufgabe die Bestimmung von Längen bzw. Längendifferenzen ist, werden pneumatische Meßverfahren hier mit behandelt.

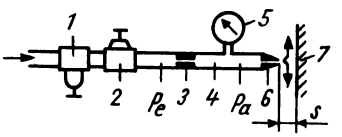


Bild 4.1.-26. Pneumatischer Feintaster
1 Filter
2 Druckregler
3 Einlaßdüse
4 Kaskadenraum
5 Druckmesser
6 Auslaßdüse
7 Prüfling

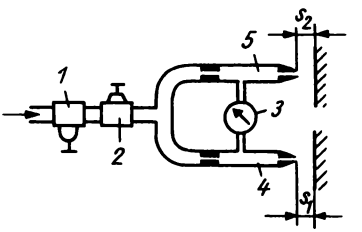


Bild 4.1.-27. Differentialanordnung eines pneumatischen Feintasters
1 Filter
2 Druckregler
3 Differenzdruckmesser
4 Kaskadenraum
5 Kaskadenraum

Dem pneumatischen Feintaster liegt das gleiche Prinzip zugrunde wie dem Düse-Prallplatte-System: die Auslaßdüsensteuerung einer Druckkaskade (s. Abschnitt 4.2.1.2.). Bild 4.1.-26 zeigt das Meßprinzip, das in jedem Anwendungsfall wiederkehrt. Die Hilfsenergie Luft wird nach Filterung auf konstanten Druck geregelt, tritt über die Einlaßdüse *3* in den Stauraum (Kaskadenraum) *4* ein und kann dann über die Auslaßdüse *6* entweichen. Je nach Weite des Spaltes s zwischen Düse *6* und Prüfling *7* wird der Innendruck im Stauraum *4* kleiner gegenüber dem Eingangsdruck p_e sein. Der Innendruck P_a ist ein Maß für die Spalt-

weite s und damit z. B. für das Abmaß von einem Sollwert. Die Kombination von zwei Auslaßdüsen führt auf eine Differentialanordnung nach Bild 4.1.-27, wobei beide entweder als gleichzeitig wirkendes Meßsystem oder eines davon als einstellbares System zur Sollwertvorgabe dient. Beispiele für beide Fälle sind im Bild 4.1.-28 aufgeführt.

In der Fertigung dominieren sog. Hochdruckgeräte ($p_e \geqq 10\,\text{kPa}$) mit Kapselfedermanometern als Druckmeßglied (s. Abschn. 4.1.3.4). Die Auflösung erreicht 0,1 µm, wobei der Meßbereich i. allg. 100 µm nicht überschreitet, was aus der Aufgabenstellung heraus leicht verständlich ist. Wie aus den Beispielen *b* und *c* im Bild 4.1.-28 ersichtlich ist, bleibt die Anwendung nicht auf die Prüftechnik in der Stückgutfertigung beschränkt, sondern kann auch auf kontinuierlich gefertigte Güter (Bänder, Drähte) ausgedehnt werden.

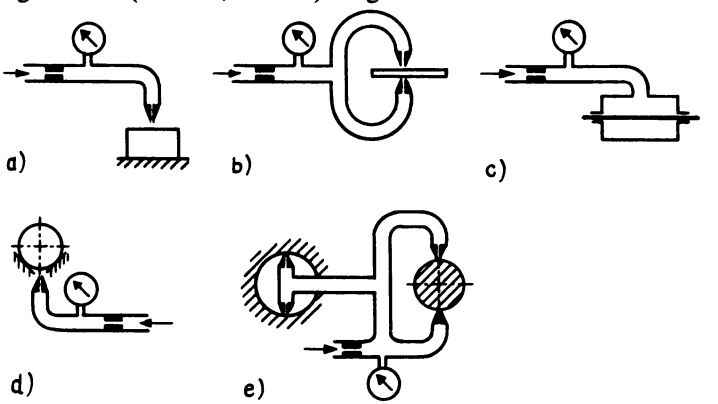


Bild 4.1.-28. Anwendungsbeispiele für pneumatische Feintaster

a Messung der Höhe
b Messung der Dicke (Banddicke)
c Messung der Dicke eines Drahtes
d Feststellen der Form
e Feststellen der Differenz von Innen- und Außenmaß

Analog-Digital-Umsetzer für Wege und Winkel. Die diskrete (digitale) Weg- und Winkelmessung ist vor allem an Werkzeugmaschinen, bei der Erfassung von Mengen mit zählenden Mengenmessern, in der Wägetechnik sowie bei Tankstandsmessungen gebräuchlich. Häufig werden auch Wege über geeignete Umformglieder in Winkel umgeformt und in digitale Signale gewandelt. Sowohl inkrementelle als auch absolute Verfahren sind üblich.

Beiden Verfahren gemeinsam ist die weitgehende Verwendung optisch-elektronischer Hilfsmittel (optischer Sensoren) zur Signalerzeugung. Ursache dafür ist die nur mit optischen Mitteln mögliche Herstellung feinster Teilungen auf Linealen oder Scheiben und die damit verbundene Nutzung des Lichts als Informationsträger. Die Strichabstände eines Linienrasters betragen bespielsweise 10 µm und weniger, während mit mechanischen Mitteln bestenfalls Segmentbreiten von 0,5 mm abgetastet werden können.

Umsetzer für Inkrementalverfahren. Umsetzer für eine inkrementelle Istwertmessung sind im Prinzip einfach aufgebaut: In festem Abstand aufeinanderfolgende Markierungen, wie Striche auf Glas oder abwechselnd reflektierende und absor-

bierende Oberflächen, bilden ein Linienraster, das bei Relativbewegung gegen eine Schlitzblende oder ein zweites Raster gleicher Teilung abwechselnd Licht durchtreten läßt oder sperrt bzw. reflektiert oder nicht reflektiert (Bild 4.1.-29). Eine Schlitzblende hat den Nachteil, daß bei feiner Teilung der Lichtstrom zu gering ist. Ein Leseraster erfaßt dagegen den Lichtstrom mehrerer Spalten und mittelt außerdem noch über eventuell vorhandene örtliche Teilungsfehler.

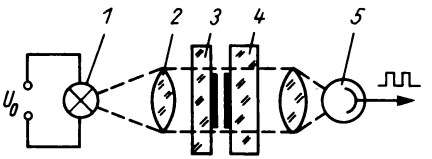


Bild 4.1.-29. Optische Abtastung von Strichrastern

1 Lichtquellle
2 Linse
3 bewegliches Leseraster
4 feststehendes Linienraster
5 Fotosensor

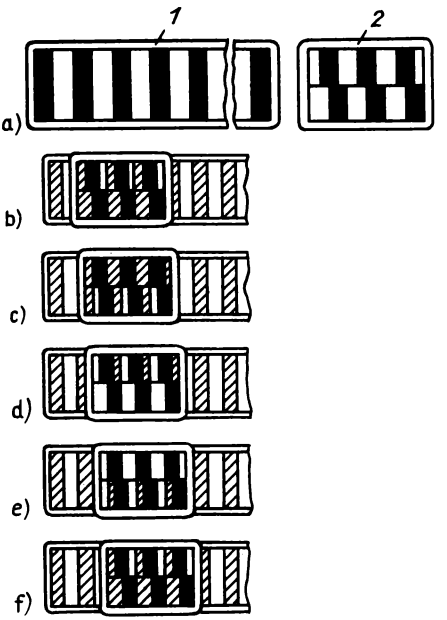


Bild 4.1.-30
Inkrementale Wegmessung

a Prinzip des Rasterlineals
b ... f Bewegung des Rasterlineals von links nach rechts
1 Maßstab
2 Lesegitter; Gitteröffnungen der unteren Spur um eine Viertelteilung versetzt

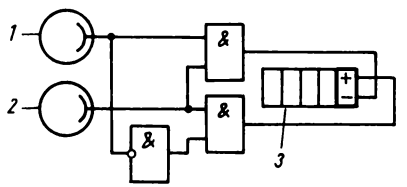


Bild 4.1.-31
Auswertung der Bewegungsrichtung

1 Fotosensor der oberen Spur
2 Fotosensor der unteren Spur
3 Vorwärts-Rückwärts-Zähler

Bild 4.1.-30 zeigt ein lineares Raster mit dem zugehörigen Leseraster. Dieses besteht aus zwei um eine halbe Teilung versetzten Linienrastern. Damit ist eine Erkennung der Bewegungsrichtung möglich. Jedes Teilraster erhält einen optischen Sensor. Deren aufgenommene Lichtströme sind je nach Bewegungsrichtung um eine Viertelteilung vor- oder nacheilend. In den Bildern 4.1.-30 b bis f sind Bewegungsphasen der beiden Raster dargestellt, wobei das schraffierte Raster als feststehend, das geschwärzte Leseraster dagegen als von links nach rechts beweglich angenommen wurde. Aus den Phasenbildern geht hervor, daß bei dieser Bewegungsrichtung die Lichtströme der unteren Spur denen der oberen Spur voreilen. Bei Bewegung von rechts nach links wäre es genau umgekehrt, wie eine von unten beginnende Betrachtung der Phasenbilder ergibt. Eine nachgeschaltete Auswerteeinrichtung entscheidet, in welcher Richtung gezählt werden muß, z. B. nach rechts addieren und nach links subtrahieren (Bild 4.1.-31). Der Zähler

weist dann, vom Nullpunkt aus gerechnet, die jeweilige Position in Einheiten des Rastermaßes aus.

Die dargestellte lineare Anordnung kann auch als Abwicklung einer Kreisscheibe angesehen werden, weil das Verfahren für Wege und Winkel völlig gleich ist.

Vorteilhaft ist beim Inkrementalverfahren, daß nur eine einzige Skale, das Strichraster, benötigt wird. Dagegen ist eine Lageinformation nur bei Kenntnis der Vorgeschichte, d.i. der bisherige Zählerstand, gegeben. Außerdem werden Zählfehler bis zum nächsten Nullabgleich durch alle Zwischenergebnisse mitgeschleppt. *Absolute* Verfahren liefern dagegen die Lageinformation direkt. Dafür wird der Aufwand bei der Ablesung größer.

Umsetzer für absolute Verfahren. Die absolute Lagemessung ist vergleichbar mit dem Ablesen einer bezifferten Skale. Jedem Teilstrich einer Zentimeterskale ist z. B. eine Zahl zugeordnet, die diesen Teilstrich bezüglich seiner Lage im Gesamtbereich eindeutig kennzeichnet. Die abgelesene Zahl ist das „Kodewort" für den Ort des Teilstrichs.

Teilt man eine Wegstrecke oder den Vollkreis in Intervalle (Spalten) auf und ordnet zusätzlich Zeilen in der dualen Wertigkeit 2^n an, so erhält man ein Koderaster im natürlichen Dualkode, wie es im Bild 4.1.-32 als Ausschnitt für die Dezimalzahlen 21 bis 26 dargestellt ist. Für jede Zeile ist dann ein Abtastsystem nach Bild 4.1.-29 erforderlich, dessen Ausgänge je nach Stellung des Leserasters zur Ablesestelle 0- oder 1-Signal führen und in der Reihenfolge fallender Wertigkeit das Kodewort bilden. Für die Stelle (dezimal) 23 lautet das Kodewort z. B. 10111.

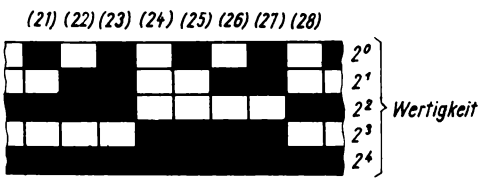


Bild 4.1.-32. Ausschnitt aus einem Kodelineal

Während beim Inkrementalverfahren Störimpulse oder ausgefallene Impulse ein falsches Ergebnis liefern, ist beim absoluten Verfahren die Ablesung kodierter Lineale oder Scheiben an den Übergängen von einem Zeichen zum anderen eine Fehlerquelle. Das ist besonders dann kritisch, wenn sich mehrere Stellen des Kodes gleichzeitig ändern, also von 0 auf 1 oder umgekehrt, wie aus Bild 4.1.-32 für den Übergang von 23 (10111) auf 24 (11000) leicht abzulesen ist. Durch *Doppelablesung* (auch als V-Abtastung oder Zonenumschaltung bekannt) über zwei parallele Sensorzeilen und nachfolgende logische Bewertung der Ausgangssignale aufgrund der Zahlenbildungsgesetze lassen sich solche Ablesefehler vermeiden [6].

Induktive Wegmeßsysteme. Zur Lage- und Stellungsmessung an Werkzeugmaschinen und Robotern werden auch Wegmeßsysteme eingesetzt, die auf dem Prinzip der elektromagnetischen Induktion beruhen.

Zur Lagemessung über einen begrenzten Winkelbereich ($< \pi$) werden induktive Stellungsgeber (Funktionsdrehmelder) benutzt, deren Prinzip im Bild 4.1.-33 dargestellt ist. Die Spulenachsen der zwei Statorwicklungen stehen senkrecht auf-

einander, der Rotor trägt nur eine Wicklung. An den Statorwicklungen *1* und *2* liegen zwei Spannungen, die gleiche Frequenz und Phasenlage haben, deren Amplituden aber dem Sinus bzw. Kosinus eines vorgegebenen Winkels entsprechen:

$$u_1 = \hat{u} \sin \delta \sin \omega t \tag{4.1.-36}$$

$$u_2 = \hat{u} \cos \delta \sin \omega t. \tag{4.1.-37}$$

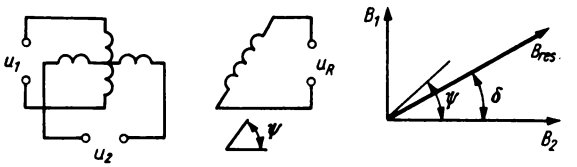


Bild 4.1.-33. Funktionsdrehmelder zur Lagemessung

Der Winkel δ ist der elektrisch vorgegebene Lagesollwert. Die Richtung des resultierenden Feldes im Funktionsdrehmelder wird durch diesen Winkel δ, gemessen gegen eine Bezugsachse, bestimmt. Steht der Rotor im Winkel ψ gegen diese Ausgangslage, so wird in seiner Wicklung eine Spannung

$$u_R = k\hat{u} \sin (\delta - \psi) \sin \omega t \tag{4.1.-38}$$

induziert, die nur bei Übereinstimmung der beiden Winkel δ und ψ (d. h. bei $\delta - \psi = 0$) verschwindet, also gerade dann, wenn Soll- und Istwert übereinstimmen. Die Spannung U_R geht über eine Rotorumdrehung von 2πrad zweimal durch Null, so daß zu einer eindeutigen Auswertung nur maximal eine Halbperiode zur Verfügung steht. Durch Kombination der Bereiche mehrerer fest übersetzt angetriebener Funktionsdrehmelder wird eine wesentliche Erweiterung und feinere Auflösung erreicht.

Die Genauigkeit einer solchen Anordnung wird wesentlich vom Winkelfehler der Drehmelder bestimmt, der für gute Ausführungen etwa 10′ beträgt. Hinzu kommen noch Getriebefehler, so daß als Bestwert für Wegmessungen $\Delta s = \pm 20\,\mu$m angenommen werden kann.

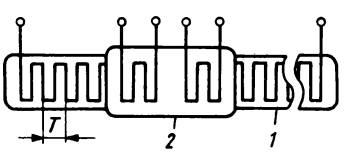


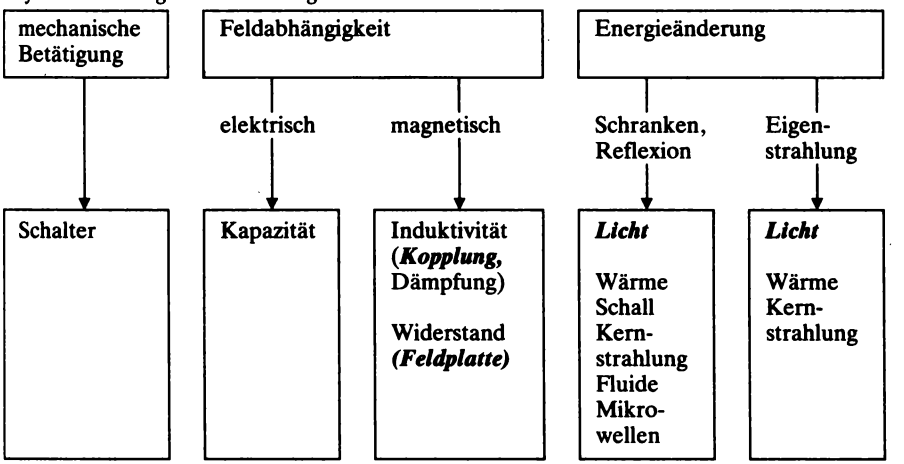
Bild 3.4.-34. Prinzip des Inductosyns
1 Maßstab
2 Läufer

Für höhere Genauigkeitsforderungen wurde dieses Prinzip auf ein lineares Wegmeßsystem übertragen, das unter dem Namen *Inductosyn* bekannt geworden ist. Es besteht aus einem feststehenden Maßstab und einem Läufer. Auf beide sind mäanderförmige Leiterzüge in Art gedruckter Schaltungen aufgebracht (Bild 4.1.-34). Der Leiterzug auf dem Maßstab entspricht dem Rotor, die beiden Leiterzüge auf dem Läufer entsprechen dem Stator eines Funktionsdrehmelders. Elektrisch ist das Verhalten völlig gleichwertig. Wegen des Prinzips des Lufttransformators muß der Luftspalt zwischen Maßstab und Läufer klein sein (etwa 0,2 mm). Die im Bild 4.1.-34 eingezeichnete Teilung T des Mäanders entspricht einer vollen Drehmelderumdrehung von 360°. Für eine Teilung von $T = 2$

mm und Einbeziehung der Einflußgrößen auf alle Baugruppen (Verstärker, Sollwertvorgabe usw.) wird als kleinste Meßunsicherheit $\pm 2\,\mu m$ angegeben.

Initiatoren. Bei der Verkettung von Werkzeugmaschinen in Transport-, Umschlag- und Lagerprozessen und in vielen anderen Bereichen ist die An- bzw. Abwesenheit von Teilen, Werkstücken oder Werkzeugen häufig zu detektieren, weil damit z. B. Folgesteuerungen aufgebaut, Havarien vermieden und Bedienpersonen geschützt werden können. Sensorelemente, die derartige Aufgaben übernehmen, heißen *Initiatoren*. Tafel 4.1.-7 gibt eine Übersicht über die Wirkprinzipe solcher Initiatoren. Dabei sind mechanisch betätigte Schalter seit langem bekannt. Die heute bevorzugt angewendeten Prinzipe sind in Tafel 4.1.-7 besonders hervorgehoben [5].

Tafel 4.1.-7. Mögliche Einteilung von Initiatoren



Initiatoren mit Feldabhängigkeit. In dieser Gruppe sind zwei Arten von Bedeutung: Initiatoren mit Beeinflussung der Kopplung zwischen zwei Spulen durch einen Betätigungsgegenstand, z. B. eine Metallfahne (Bild 4.1.-35), und Initiatoren mit feldabhängiger Widerstandsänderung. Für Initiatoren mit Beeinflussung der Kopplung werden die Oszillator- und die Auswerteschaltung wegen ihrer universellen Einsetzbarkeit als integrierte Bausteine gefertigt. Bei der üblichen Oszillatorfrequenz von etwa 1 MHz kann die maximale Schaltfrequenz 5 kHz betragen. Als Vorteile sind zu nennen:

- berührungsfreie Betätigung mit großem Toleranzbereich (Schlitzabmessungen z. B. 3 mm × 16 mm oder 10 mm × 25 mm), aber gute Reproduzierbarkeit (z. B. 0,1 mm)

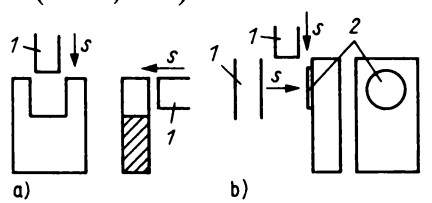


Bild 4.1.-35. Initiatoren
a Schlitzinitiator
b Näherungsinitiator
1 Betätigungsgegenstand
2 wirksame Fläche

- vernachlässigbar kleine Rückwirkung auf den Betätigungsgegenstand
- verschleiß- und wartungsarm
- korrosionsfeste, vergossene Ausführung.

Ein Beispiel für Initiatoren mit feldabhängiger Widerstandsänderung ist die *Feldplatte*. Sie beruht auf dem galvanomagnetischen Widerstandseffekt (s. Abschnitt 3.2.2.1.). Mit der Feldplatte verwandt ist der *Hall-Generator* (Bild 4.1.-36). An einem stromdurchflossenen Halbleiterplättchen aus InSb ist bei Existenz eines äußeren magnetischen Feldes senkrecht zur Stromflußrichtung an zwei im rechten Winkel dazu angeordneten Elektroden eine Spannung

$$U_H = kB\frac{I}{d} \text{ abgreifbar} \qquad (4.1.\text{-}39)$$

B Induktion, k Konstante, I Strom durch das Halbleiterplättchen, d Dicke.

Der Hall-Generator kann auch als Multiplizierer verwendet werden, wenn die Induktion B von einer zweiten elektrischen Größe abhängig gemacht wird. Heute dient er vorwiegend als Initiator (z. B. kontaktloser Unterbrecher an Ottomotoren).

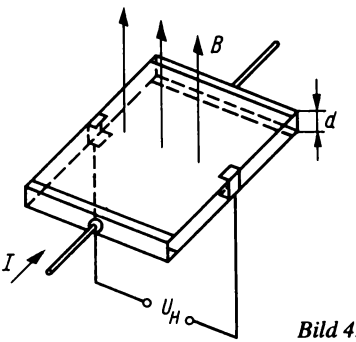


Bild 4.1.-36. Hallgenerator

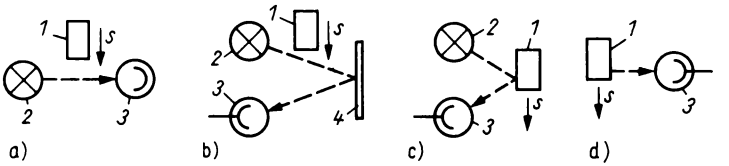


Bild 4.1.-37. Fotoelektrische Initiatoren

a Lichtschranke
b Reflexionslichtschranke mit Spiegel
c Reflexionslichtschranke mit reflektierendem Gegenstand
d selbststrahlender Betätigungsgegenstand

1 Betätigungsgegenstand
2 Lichtquelle
3 Fotosensor
4 Spiegel

Initiatoren mit Energieänderung. Hier dominieren fotoelektrische Initiatoren, da heute mit optoelektronischen Bauelementen sehr kleine und schnellschaltende Anordnungen aufgebaut werden können bzw. bereits in integrierter Technik vorliegen. Das Prinzip ist einfach: Es wird entweder eine Lichtschranke (direkt oder als reflektierende Schranke) oder die Eigenstrahlung eines Betätigungsgegenstandes genutzt (Bild 4.1.-37). Lichtquellen sind entweder Glühlampen oder Lumineszenzdioden, während als Empfänger Fotowiderstände, Fotodioden, Foto-

transistoren oder -thyristoren eingesetzt werden. Bei Fremdlichteinwirkungen werden Wechsellichtschranken bevorzugt. Dazu wird das Licht moduliert und der Empfänger so ausgelegt, daß er nur auf dieses Wechsellicht anspricht. Die übrigen in Tafel 4.1.-7 genannten Energieformen werden nur in Sonderfällen für spezielle Anwendungen eingesetzt.

4.1.3.4. Messung von Kraft, Druck und Drehmoment

Die Messung von Kräften ist direkt nicht möglich, nur ihre Wirkungen sind einer Messung zugänglich. Das erfolgt über

- die Messung der *Beschleunigung*, die eine Kraft F der Masse m erteilt (gemäß $F = ma$)
- die elastische *Formänderung* fester Körper unter dem Einfluß einer Kraft.

Technische Kraftmessungen erfolgen fast ausschließlich über die Formänderung entsprechend gestalteter Körper (Biegefedern), wobei zwei Abgriffsmöglichkeiten bestehen: Messung der Formänderung als Dehnung oder Messung des Ausschlags einer belasteten Feder. Bild 4.1.-38 zeigt schematisch den Aufbau einer typischen Kraftmeßdose, die mit Drehmeßstreifen bestückt ist. Als Federelement dient ein dünnwandiger Hohlzylinder, wobei mehrere auf dem Umfang verteilte Dehnmeßstreifen die Längs- und Querdehnung getrennt aufnehmen und zu einer Brückenschaltung zusammengeschaltet sind. Die Krafteinleitung erfolgt über eine Kugelkalotte, während eine Stützmembran die Seitenkräfte aufnehmen soll und zugleich der Zentrierung dient. Erreichbare Daten für solche Kraftmeßdosen sind Nichtlinearitäten $< 10^{-3}$, Hysterese $< 10^{-3}$, Temperatureinfluß $< 10^{-4}\mathrm{K}^{-1}$, $s \approx 0{,}1\,\mathrm{mm}$.

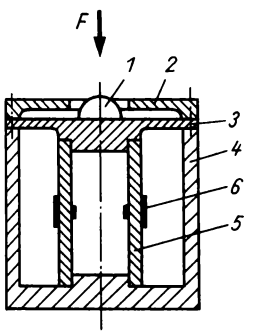


Bild 4.1.-38. Kraftmeßdose mit Dehnmeßstreifen
1 Kalotte
2 Deckel
3 Stützmembran
4 Gehäuse
5 Stauchkörper
6 Dehnmeßstreifen

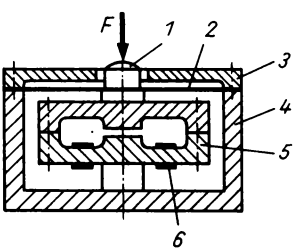


Bild 4.1.-39. Kraftmeßdose in Flachbauweise
1 Kalotte
2 Stützmembran
3 Deckel
4 Gehäuse
5 Verformungskörper
6 Dehnmeßstreifen

Bild 4.1.-39 zeigt eine andere Ausführungsform in Flachbauweise. Einfachere Bauarten, meist mit mechanischer Anzeige, bevorzugen eine kreisförmige oder flachovale Bügelform für die Biegefeder.

Auch die Magnetoelastizität ist zur Kraftmessung nutzbar, weil ferromagnetische Materialien eine mehr oder weniger deutliche Abhängigkeit ihrer Permeabilität vom mechanischen Spannungszustand zeigen. Dieser *magnetoelastische Effekt* ist bei hochpermeablen Ni-Fe-Legierungen besonders ausgeprägt. Bild 4.1.-40 zeigt ein übliches Kraftmeßelement. Die in den Wicklungen *1* und *2* durch den Wechselfluß der Erregerwicklung *3* induzierten Spannungen heben sich im mechanisch spannungslosen Zustand auf, während sie sich unter Belastung voneinander unterscheiden und elektrisch gut ausgewertet werden können. Durch Aneinanderreihung solcher Elemente entstehen Kraftmeßdosen, die sehr flach (etwa 60 mm), mechanisch robust und deshalb zum Einsatz unter rauhen Betriebsbedingungen geeignet sind. Typische Einsatzfälle sind Kran- und Gießereiwaagen, Kraftmessungen an Walzgerüsten oder Überlastsicherungen bei Mobilkranen. Meßbereiche über 10 MN und Fehlerklasse 0,1 sind möglich.

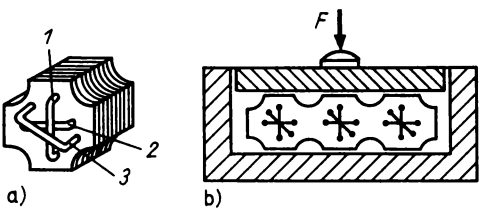


Bild 4.1.-40. Magnetoelastische Kraftmeßdose
a Meßelement, schematisch
b Aufbauprinzip
1, 2 Wicklungen
3 Erregerwicklung

Dehnungsmessung. Dehnungssensoren bestehen im Prinzip aus einem linienhaften Leiter, der unter äußerer Zugbelastung in Längsrichtung eine Widerstandsänderung erfährt. Ausgehend von der Bemessungsgleichung des Widerstandes eines Leiters $R = \varrho l/A$ lautet deren vollständiges Differential

$$\Delta R = \frac{l}{A}\,\Delta\varrho + \frac{\varrho}{A}\,\Delta l - \frac{\varrho l}{A^2}\,\Delta A. \tag{4.1.-40}$$

Division durch $R = \varrho l/A$ liefert

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta\varrho}{\varrho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A}. \tag{4.1.-41}$$

Mit der Dehnung $\varepsilon = \Delta l/l$ sowie $-\Delta A/A = 2\mu\varepsilon$ und $\Delta\varrho/\varrho = \eta\varepsilon$ (η Materialkonstante, μ Poissonsche Querkontraktionszahl) wird daraus

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2\mu + \eta)\,\varepsilon = k\varepsilon. \tag{4.1.-42}$$

Für die meisten Metalle ist $\mu \approx 0{,}3$ und $\eta \approx 0{,}4$ und damit $k \approx 2$, so daß für diese der von den Abmessungen abhängige Anteil an der Widerstandsänderung überwiegt. Bei Halbleitern dominiert dagegen der Term $\Delta\varrho/\varrho$, so daß k-Faktoren zwischen 30 und 180 möglich sind. In neuester Zeit wurden auch Dehnungssensoren in Dickschichttechnik bekannt, deren k-Faktor etwa 10 beträgt.

Industriell hergestellte Dehnmeßelemente heißen *Dehnmeßstreifen*. Heute sind drei Typen von Dehnmeßstreifen (DMS) gebräuchlich:

Draht-DMS (Bild 4.1.-41a). Der dünne Widerstandsdraht ist auf einen Träger aus Papier oder Folie aufgeklebt.

Folien-DMS. Sie bestehen aus einer Folie mit aufgedampftem Widerstandsmaterial in Form einer gedruckten Schaltung (Bild 4.1.-41b).
Halbleiter-DMS. Ein dünnes Halbleiterstäbchen bildet das Meßelement (Bild 4.1.-41c).

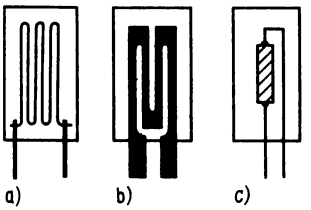


Bild 4.1.-41
Dehnmeßstreifen
a Drahtdehnmeßstreifen
b Foliendehnmeßstreifen
c Halbleiterdehnmeßstreifen

Die Messung der Widerstandsänderung erfolgt in einer *Ausschlagbrücke* (s. Abschn. 4.1.2.2.) in Halb- oder Vollbrückenschaltung. Für Dehnmeßstreifen als Brückenwiderstände gilt für die relative Widerstandsänderung $\Delta R/R = \xi$ Gl. (4.1.-42). Damit kann für eine Brücke mit DMS jetzt auch

$$U_a = U_0 k_B \xi \tag{4.1.-43}$$

geschrieben werden, wobei k_B der auf die jeweilige Brückenanordnung bezogene Brückenübertragungsfaktor ist.

Da für Meßfedern $\varepsilon = 1\,\%$ nicht überschritten wird, ist bei Einsatz von metallischen DMS ein Brückenübertragungsfaktor nur in der Größenordnung von mV/V zu erwarten, während für Halbleiter-DMS mit $k \approx 100$ die Brückenausgangsspannung 10 % der Speisespannung erreichen kann, was für die Weiterverarbeitung eine erhebliche Erleichterung bedeutet.

Die Temperaturabhängigkeit des Widerstandes wird bei Messungen mit Dehnmeßstreifen dadurch kompensiert, daß in der Brückenschaltung Vergleichswiderstände angebracht und auf dem gleichen Werkstück so angeordnet werden, daß sie keiner Dehnung unterliegen, aber die gleiche Temperatur wie die eigentlichen Meßstreifen annehmen.

Momentenmessung an rotierenden Maschinen beruht auf der mit der Torsion eines definierten Wellenstücks verbundenen Entstehung von Schubspannungen und deren Messung mit Dehnmeßstreifen oder auf der Erfassung des relativ kleinen Verdrillungswinkels. In der Robotertechnik interessiert dagegen die mit Füge- und Bewegungsvorgängen verbundene Belastung, bezogen auf die Bewegungsachsen. Dafür sollen zwei Beispiele angeführt werden. Bild 4.1.-42 zeigt einen Momentsensor für Torsionsmomente, wie er für Bearbeitungsvorgänge mit

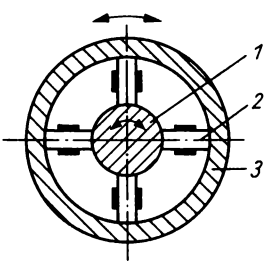


Bild 4.1.-42. Momentsensor für Roboterwerkzeuge
1 Antrieb
2 Biegeelement mit Meßstreifen
3 Antrieb

Schleif- und Fräswerkzeugen eingesetzt wird. Die Messung der auftretenden Momente erfolgt über die Dehnungsmessung an den „Speichen" eines radähnlichen Verformungskörpers. Solche Sensoren dienen zur belastungsabhängigen Steuerung der Werkzeugführung bei der Bearbeitung von Rohlingen (Entgraten von Gußteilen).

Im Bild 4.1.-43 ist ein dreidimensionales Sensorsystem eines Montageroboters dargestellt. Die Meßaufgabe besteht darin, in den drei Achsen x, y und z auftretende Belastungen zu erfassen, um ein Rückführsignal für eine Bahnsteuerung zu gewinnen (Die Montageaufgabe besteht in dem Fügeproblem Bolzen–Bohrung.). Durch Applikation von Dehnmeßstreifen auf einem Blattfederkreuz sind durch nachfolgende elektronische Auswertung die Belastungen in allen drei Koordinatenrichtungen bestimmbar.

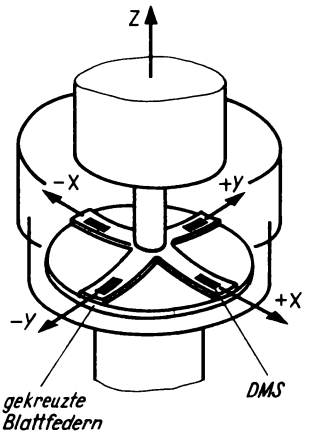


Bild 4.1.-43. Sensorsystem für Montageroboter

Druckmessung. Die Qualität vieler Erzeugnisse aus technischen Prozessen hängt davon ab, daß den Produktionsverlauf bestimmende Werte von Gas-, Flüssigkeits- und Dampfdrücken eingehalten werden. Außerdem ist die technische Sicherheit von Produktionsanlagen damit verbunden. Noch heute beruht ein großer Teil der Durchflußmessung in der Verfahrenstechnik auf dem Druckabfall strömender Medien in Drosselstellen (s. Abschn. 4.1.3.7.), so daß die Differenzdruckmessung die Grundlage der Wirkdruckverfahren zur Durchflußmessung darstellt.

Bis heute existiert für die technischen Druckmeßbereiche kein direktes Umwandlungsprinzip eines Druckes in eine elektrische Größe, so daß der zu messende Druck zunächst in eine mechanische Größe (fast ausschließlich Weg) umgeformt und erst diese gemessen wird. Tafel 4.1.-8 vermittelt eine Übersicht. Die dort genannten, vom U-Rohr abgeleiteten Meßeinrichtungen (Schwimmer-, Tauchglockenmanometer, Ringwaage) kommen in modernen Produktionsanlagen nicht mehr zum Einsatz. An ihre Stelle sind Meßumformer getreten, die das Abbildungssignal der Meßfühler in Einheitssignale umformen.

Federmanometer. Meßwerke für Drücke oder Druckdifferenzen haben entweder eine Kraft oder einen Weg als Ausgangsgröße. Ist das Meßwerk richtkraftlos („schlapp"), so ist die Ausgangsgröße eine Kraft. Ist das Meßwerk dagegen ein

Tafel 4.1.-8. Übersicht über Druckmeßverfahren

Gerät	Meßbereich (kleinster Bereich)	Fehlergrenzen	Abbildungssignal
U-Rohr-Manometer	bis etwa 1200 mm Flüssigkeitssäule	0,5 %	Weg (prakt. nur Anzeige)
Schwimmermanometer	0 ... 0,1 MPa (0 ... 60 Pa)	1 %	Weg
Tauchglockenmanometer	0 ... 2 kPa	0,1 ... 0,5 %	Weg
Ringwaage	0 ... 25 kPa (0 ... 100 Pa)	0,6 ... 2 %	Winkel
Rohrfedermanometer	0 ... 1000 MPa (0 ... 60 kPa)	0,6 ... 2 %	Weg
Plattenfedermanometer	0 ... 2,5 MPa (0 ... 2,5 kPa)	1 %	Weg
Kapselfedermanometer	0 ... 60 kPa (0 ... 1,6 kPa)	1,5 %	Weg
Wellrohrmanometer	0 ... 0,2 MPa (0 ... 1 kPa)	1,5 %	Weg
Elektrischer Widerstand	30 ... 3000 MPa		Widerstand

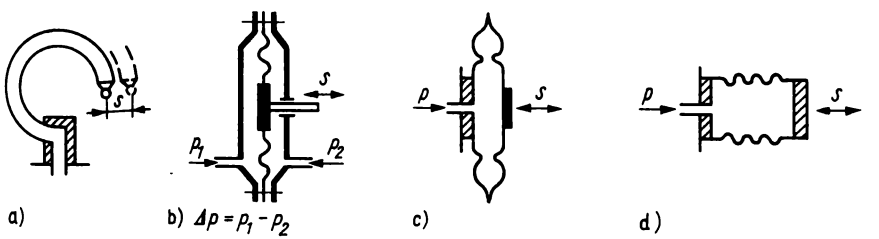


Bild 4.1.-44. Federmanometer

a Rohrfeder
b Plattenfeder
c Kapselfeder
d Wellrohr

federelastisches Glied, so wirken dessen elastische Eigenschaften bereits als Kraft-Weg-Umformer und liefern als Ausgangsgröße einen Weg. Bild 4.1.-44 zeigt die gebräuchlichen Bauformen. Sie sind, bedingt durch das Meßprinzip, weitgehend lage- und erschütterungsunabhängig und von kleiner Baugröße. Federelastische Druckmeßwerke messen stets Druckdifferenzen, entweder gegen den Atmosphärendruck, der von außen auf das federelastische Meßglied wirkt, oder gegen einen Bezugsdruck, der in eine zweite Meßkammer geleitet wird (Bild 4.1.-44b).

Die Berechnung einer Funktion $F = f(p)$ oder $s = f(p)$ für Federmanometer ist schwierig. Die Hersteller benutzen weitgehend empirische Beziehungen sowohl für Metallmembranen wie auch für Rohrfedern. Die kreisförmigen Wellen (Sicken) in den Meßmembranen vergrößern die effektiv wirksame Fläche und erlauben so einen größeren Hub als die flache Membran. Zur Verformung muß das Ausgangsmaterial weich, als Feder dagegen hochelastisch sein. Meist wird Berylliumbronze oder rostfreier Stahl verwendet, deren elastische Eigenschaften durch Nachbehandlung stabilisiert werden.

Derart hergestellte Meßzellen sind sehr robust und betriebssicher. Zur Durchflußmessung ist es aber oft erforderlich, relativ niedrige Differenzdrücke bei hohem Absolutdruck zu messen. Bei einseitigem Druckausfall würde dann die Meßmembran mit dem vollen Druck beaufschlagt, was ihre Überdehnung oder sogar Zerstörung zur Folge hätte. Dieses Problem wird konstruktiv auf verschiedene Weise gelöst. Eine übliche Variante sind zwei mechanisch starr gekuppelte Membranen, die eine zwischenliegende Sperrflüssigkeit (Silikonöl) über hubabhängige Ventile steuern (Bild 4.1.-45). Bei Überlastung sperrt eines dieser Ventile den inneren Druckraum ab, wodurch die Sperrflüssigkeit nicht mehr entweichen kann und die Membran vor Überdehnung geschützt ist. Auch der Membranform angepaßte stabile Bettungen sind üblich.

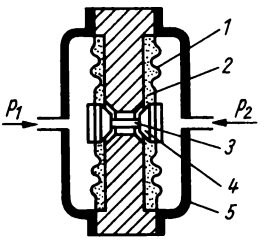


Bild 4.1.-45. Überdrucksichere Plattenfedermeßzelle
1 Membran (Plattenfeder)
2 Sperrflüssigkeit
3 starre Verbindung
4 Ventilkörper
5 Gehäuse

Begünstigt durch die Fortschritte der Halbleitertechnologie, mit der in Silizium elektrisch unterschiedlich leitfähige Zonen hergestellt werden können, sind sog. *integrierte Druckmeßzellen* bis zur Serienreife entwickelt worden, deren Eigenschaften mit denen anderer Meßzellen vergleichbar sind, diese in den Abmessungen aber weit unterbieten können. Bild 4.1.-46 zeigt das Prinzip, Bild 4.1.-47 eine industrielle Ausführung zur Druckmessung zum Einsatz in Plastverarbeitungs-

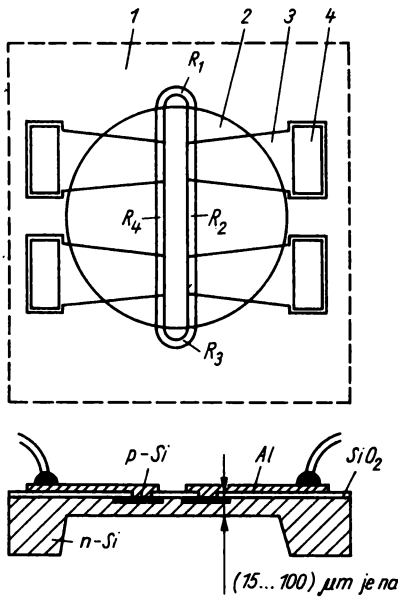


Bild 4.1.-46. Integrierter Drucksensor
1 Siliziumscheibe mit integrierter Widerstandsbahn (Die wirksamen Widerstände R_1 bis R_4 liegen zwischen den Kontaktbahnen innerhalb der Kreisfläche.)
2 mit Druck beaufschlagte wirksame Fläche
3 Kontaktbahn
4 Anschlußpunkt (Bondinsel)

maschinen, und Tafel 4.1.-9 nennt typische Daten [7]. Durch die Integration von Meßmembran und Sensorelementen entfallen alle Probleme der Verbindung von Verformungskörper und elektrischen Abgriffen (z.B. Kriecheffekte bei Dehnmeßstreifen oder Kopplungsprobleme bei induktiven Abgriffsystemen). Auch lassen sich auf diese Weise Miniaturformen herstellen, deren mit dem Meßdruck beaufschlagte Fläche nur wenige Quadratmillimeter groß ist. Schließlich läßt sich sogar die Folgeelektronik mit integrieren, was für Spezialfälle von Bedeutung sein kann.

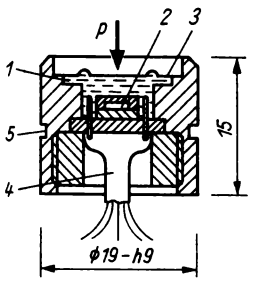
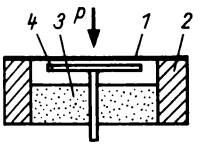


Bild 4.1.-47. Schnitt durch einen integrierten Druckmeßfühler
1 Silikonöl
2 Drucksensor
3 Stahlmembran
4 Anschlußleitungen
5 Nut für 0-Ring 17×1

Tafel 4.1.-9. Kenndaten integrierter Drucksensoren

Meßbereiche	(0 ... 0,1) MPa Druck
	(0 ... 100) MPa Druck
	(0 ... 10) kPa Differenzdruck
	(0 ... 4) MPa Differenzdruck
Überlastgrenze	bis 3 × p_{Nenn} (direkt) ND 40 MPa (mit Überlastschutz)
Temperaturbereich	(−40 ... +130) °C (max.); (−20 ... +80) °C (normal)
Eigenfrequenz	(10 ... 100) kHz
Übertragungsfaktor	(5 ... 70) mV/V
Temperatureinfluß	$2.10^{-4}K^{-1}$ (typ. Wert)
Fehlerklasse	0,1 ... 1,0

Eine weitere typische Folge des technologischen Fortschritts in der Elektronikindustrie ist die Nutzung kapazitiver Sensoren auch in der Druckmessung. Die vom Prinzip her bestechend einfache Umwandlung einer Weg- in eine Kapazitätsänderung gemäß Gl. (4.1.-34) ist erst mit Halbleiterverstärkern langzeitstabil auswertbar. Bild 4.1.-48 zeigt den Aufbau eines Plattenfedermanometers mit kapazitivem Abgriff.



1 Membran, zugleich bewegliche Elektrode
2 Gehäuse
3 isolierende Halterung
4 Gegenelektrode

Bild 4.1.-48. Kapazitiver Druckmeßfühler

Piezoelektrische Druckmeßfühler. Im Jahre 1880 entdeckten die Brüder *Curie* den sog. piezoelektrischen Effekt an Quarz (SiO_2). Dieser Effekt beschreibt das Auftreten einer Polarisation bei mechanischer Verformung an Quarzkristallen

und an einigen anderen Stoffen (sog. Ferroelektrika). Quarz kristallisiert in sechsseitigen Prismen, an denen je nach Belastung Ladungen auftreten:

$$Q = \delta k F \tag{4.1.-44}$$

Q Ladung, δ Piezomodul, k vom Aufbau abhängiger Faktor, F Kraft.

Übliche Werte für den Piezomodul sind $\delta_{\text{Quarz}} \approx 10^{-12}\,\text{AsN}^{-1}$ und für Bleititanatkeramik $\delta \approx 10^{-10}\,\text{AsN}^{-1}$. Da zwischen den Anschlußflächen des Kristalls eine Kapazität vorliegt, ist an diesen Flächen eine Spannung

$$U = \frac{Q}{C} = \frac{\delta}{C} F \tag{4.1.-45}$$

meßbar. Wegen der endlichen Abmessungen liegt der erreichbare Übertragungsfaktor bei etwa $10^{-1}\,\text{V N}^{-1}$.

Wesentlich ist, daß die Ladung von der Kraft abhängt, zur Druckmessung also über eine definierte Fläche eine Druck-Kraft-Umformung erfolgen muß, und daß wegen der endlichen Isolationswiderstände die entstandenen Ladungen mit der Zeit abfließen. Piezoelektrische Druckmeßfühler sind also nur für dynamische Vorgänge einsetzbar. Rein statische Messungen sind nicht möglich; Tafel 4.1.-10 enthält typische Daten industrieller Ausführungen.

Tafel 4.1.-10. Kenndaten piezoelektrischer Drucksensoren

Meßbereiche	1 kPa ... 1 MPa (eingeschränkt ab 10 Pa möglich) (0,01 ... 10) MPa (Sonderausführungen bis nahe 1000 MPa)
Eigenfrequenz	1 kHz bis über 100 kHz
Temperaturgrenzen	(−200 ... +240) °C (z. T. 350 °C) Sonderausführungen für intermittierenden Betrieb bis 2500 °C

Ein wesentliches Einsatzgebiet für piezoelektrische Druckmeßfühler ist die Untersuchung der Druckverläufe bei Verbrennungsvorgängen (Otto- und Dieselmotoren, Turbotriebwerke, Raketenmotoren). Wird die Belastung des Piezokristalls durch Trägheitskräfte hervorgerufen, entstehen auf dem gleichen Wirkprinzip Beschleunigungssensoren [7].

4.1.3.5. Temperaturmessung

In fast allen Bereichen der materiellen Produktion ist die Messung von Temperaturen für eine optimale Betriebsführung und für die Qualitätssicherung von ausschlaggebender Bedeutung. Darüber hinaus hängen fast alle Stoffeigenschaften von der Temperatur ab, z. B. die Länge, Elastizität, Leitfähigkeit, Löslichkeit usw., so daß im Prinzip alle diese Eigenschaften zur Temperaturmessung genutzt werden könnten. Für Messungen an technischen Prozessen haben sich allerdings nur wenige Prinzipe durchgesetzt [7]. Tafel 4.1.-11 vermittelt einen Überblick über Verfahren und Einsatzbereiche von Berührungs- und Strahlungsthermometern, wobei die Grenzen fließend sind. Manche Berührungsthermometer können beispielsweise kurzzeitig weit höheren Temperaturen ausgesetzt werden als im Dauerbetrieb.

Tafel 4.1.-11. Temperaturmeßverfahren mit Berührungsthermometern

Gerät	Meßbereich in °C	Fehlergrenzen	Abbildungssignal
Flüssigkeits-thermometer	−200 ... +750 (+1000)	abhängig von Füllflüssigkeit und Skalenteilung: 0,02 K bis 10 K	Weg; Kontaktgabe ist möglich
Federthermometer			
-Flüssigkeits-	−35 ... +500	1 bis 2 %	Winkel; Kontaktgabe möglich
-Dampfdruck-	−50 ... +350		
Stabausdehnungs-thermometer	0 ... +1000	1 bis 2 %	Weg; Kontaktgabe für Zweipunktregelung
Bimetallthermometer	−50 ... +400	1 bis 3 %	Weg bzw. Winkel; Kontaktgabe möglich
Thermoelemente			
-Kupfer-Konstantan	−200 ... +400	max. 0,19 mV	elektrische Spannung im Millivoltbereich
-Eisen-Konstantan	−200 ... +700	max. 0,33 mV	
-NiCr-Ni	0 ... +1000	max. 0,31 mV	
-PtRh-Pt	0 ... +1300	max. 0,053 mV	
Widerstands-thermometer			
-Nickel	−60 ... +180	(0,2 ... 3,4) K	elektrischer Widerstand (z. B. 100 Ω bei 0 °C)
-Platin	−220 ... +550	(0,3 ... 21) K	
-Halbleiter	−50 ... +180		

Berührungsthermometer. Alle Berühungsthermometer beruhen auf dem Transport von Wärme zum Temperatursensor, wobei sowohl Wärmeleitung als auch Konvektion (d. h. Energieübertragung ohne und mit Stofftransport) eine Rolle spielen. Nimmt man vereinfachend an, daß ein völlig homogener Meßfühler vorliegt, der in keinem anderen Wärmekontakt als dem zum Meßmedium steht, und wird reine Wärmeleitung vorausgesetzt, so lautet seine Wärmebilanz

$$mc \frac{\mathrm{d}(\vartheta_M - \vartheta)}{\mathrm{d}t} = dA\,(\vartheta_M - \vartheta) = dA\Delta\vartheta; \tag{4.1.-46}$$

m Masse des Fühlers, c spezifische Wärme, A Oberfläche, d Wärmedurchgangszahl, ϑ_M Temperatur des Meßmediums, ϑ momentane Fühlertemperatur.

Die Lösung dieser Differentialgleichung ergibt mit der Randbedingung $\vartheta\,(0) = \vartheta_0$ (ϑ_0 Ausgangstemperatur des Meßfühlers, $\vartheta_0 < \vartheta_M$) und Zusammenfassung aller Konstanten zur Zeitkonstanten

$$\tau_{th} = \frac{mc}{dA} \tag{4.1.-47}$$

die Beziehung für den Zeitverlauf der Meßfühlertemperatur

$$\vartheta(t) = (\vartheta_M - \vartheta_0)\left[1 - \exp\left(-t/\tau_{th}\right)\right] + \vartheta_0. \tag{4.1.-48}$$

Bei sprungförmiger Temperaturänderung verläuft der Temperaturanstieg am Meßfühler damit nach einer e-Funktion. Trotz der stark vereinfachenden Annahmen (s. o.) lassen sich daraus aber zwei wesentliche Schlußfolgerungen ableiten:

- Der Fühler sollte eine möglichst große Oberfläche bei kleiner Masse haben. Diese Forderungen sind nicht leicht vereinbar, da eine gewisse Festigkeit und Korrosionsbeständigkeit im Betriebseinsatz gesichert sein müssen.
- Bei festliegender Meßfühlerkonstruktion ist nur noch die Wärmedurchgangszahl d bestimmend für die Meßfühlerdynamik.

Abweichungen von den o. g. Idealisierungen haben zwei wesentliche Ursachen:

- Der Meßfühler steht nicht nur mit dem Meßstudium, sondern auch noch mit der Umwelt im Kontakt, so daß über die Halterung auch Wärme nach außen abfließt. Daraus resultieren Forderungen nach kleiner Wärmeleitfähigkeit im Meßfühler selbst und nach schlanker Gestaltung der Halterung (Verhältnis Durchmesser zu Länge kleiner 1/10 usw.).
- Der Meßfühler ist nicht, wie idealisiert angenommen, völlig homogen, so daß unterschiedliche Materialien im Inneren des Fühlers auch unterschiedliche Übergangsvorgänge bewirken.

Diese nicht einfachen Zusammenhänge sind in der Fachliteratur umfassend dargestellt [6] [7] [13].

Ausdehnungsthermometer. Alle Ausdehnungsthermometer beruhen auf dem thermomechanischen Prinzip:

$$V_2 = V_1 \left[1 + \alpha \left(\vartheta_2 - \vartheta_1\right)\right] \tag{4.1.-49}$$

oder

$$\Delta V = V_2 - V_1 = V_1 \alpha \Delta \vartheta \tag{4.1.-50}$$

mit $V_{1,2}$ als Ausdehnung bei den Temperaturen $\vartheta_{1,2}$ und α als Volumenausdehnungskoeffizient. Mit Ausdehnungsthermometern werden viele einfache Meßaufgaben gelöst; ihre Anwendung ist allerdings meist auf eine örtliche Anzeige oder Kontaktgabe beschränkt (Tafel 4.1.-12).

Tafel 4.1.-12. Mittlere Ausdehnungskoeffizienten und Meßgrenzen für Ausdehnungsthermometer

Material	Mitttlerer Ausdehnungskoeffizient	Meßgrenze in °C
Aluminium	$24 \cdot 10^{-6}$	300
Messing	$19 \cdot 10^{-6}$	300
Stahl	$11 \cdot 10^{-6}$	1000
Invar	$2 \cdot 10^{-6}$	500
Prozellan	$3 \cdot 10^{-6}$	
Quarz	$0{,}8 \cdot 10^{-6}$	

Flüssigkeitsausdehnungsthermometer. Die Wirkung der Flüssigkeitsthermometer beruht auf der Volumenänderung einer in eine Röhre eingeschlossenen Flüssigkeit unter Temperatureinwirkung. Die Volumenänderung erfolgt in den freien Raum der Kapillarröhre hinein; da deren Querschnitt konstant ist, wird die Temperaturmessung auf eine Längenänderung der Flüssigkeitssäule zurückgeführt.

Metallausdehnungsthermometer. Stabausdehnungsthermometer bestehen aus zwei gekoppelten Stäben mit unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten. Aus Gl. (4.1.-37) läßt sich

$$\Delta l = l_A - l_B\,(\alpha_A - \alpha_B)\,(\vartheta_2 - \vartheta_1) \tag{4.1.-51}$$

herleiten. Je größer die Ausgangslänge und die Differenz der Ausdehnungskoeffizienten $\alpha_A - \alpha_B$ ist, um so größer ist die Längenänderung Δl, die aus praktischen Gründen auf etwa 1 mm bemessen wird. Die großen Verstellkräfte gestatten trotz des kleinen Weges Δl die Betätigung von Sprungschaltern o. ä. für einfache Temperaturregelungen.

Bimetallthermometer. Hier wird das temperaturbedingte Aufbiegen zweier aufeinandergewalzter Bleche mit verschiedenen Ausdehnungskoeffizienten zur Temperaturmessung benutzt. Auch hier sind die Verstellkräfte groß genug, um Kontakte betätigen zu können, z. B. im Reglerbügeleisen.

Die Fehlergrenzen liegen zwischen 0,5 und 3 %. Der Meßbereich kann −50 °C bis 400 °C betragen. Bild 4.1.-49 zeigt zwei typische Ausführungsformen. Der Temperaturkoeffizient für die häufig eingesetzte Kombination Messing-Invar beträgt $\alpha \approx 15 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{K}^{-1}$.

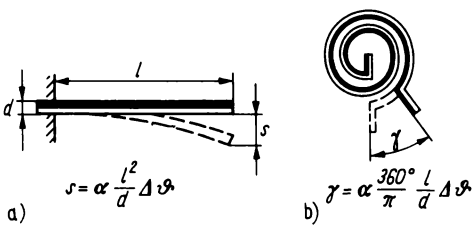


Bild 4.1.-49. Bimetallthermometer
a streifenförmig
b spiralförmig

Widerstandsthermometer. Der Widerstand elektrisch leitender Stoffe ist ziemlich stark temperaturabhängig, wenn von ausgewählten Sonderlegierungen einmal abgesehen wird. Diese Temperaturabhängigkeit gestattet die Temperaturmessung als Messung einer Widerstandsänderung gegen einen festgelegten Bezugswert. Die allgemein gebräuchlichen Widerstands-Temperaturkoeffizienten sind nur in einem begrenzten Bereich streng gültig. Es ist z. B.

$$\alpha_R = \frac{1}{R_0} \frac{\Delta R}{\Delta\vartheta}. \tag{4.1.-52}$$

$\Delta R = R_{100} - R_0$; R_0 Widerstand bei 0 °C, R_{100} Widerstand bei 100 °C, $\Delta\vartheta = 100$ K.

In Standards wird deshalb lediglich eine tabellarische Zuordnung von Widerstandswerten und Temperaturen vorgenommen [6]. Für technische Temperaturmessungen wird fast ausschließlich Platin, seltener Nickel als Widerstandsmaterial verwendet ($\alpha_{Pt} = 0{,}385 \cdot 10^{-2}\,\mathrm{K}^{-1}$; $\alpha_{Ni} = 0{,}617 \cdot 10^{-2}\,\mathrm{K}^{-1}$). Grund dafür ist die für beide Metalle gut mögliche Reproduzierbarkeit innerhalb des Meßbereiches (s. Tafel 4.1.-12).

Der Temperaturmeßwiderstand besteht aus dünnem Draht, der auf einen geeigneten Träger aufgewickelt oder in ihn eingebettet ist. Bild 4.1.-50 zeigt einen Widerstandstemperaturmeßfühler für technische Temperaturmessungen. Meß-

widerstände können nur in Ausnahmefällen direkt mit dem zu messenden Medium in Berührung gebracht werden, so daß auch Schutzrohre und Anschlußmaße standardisiert sind.

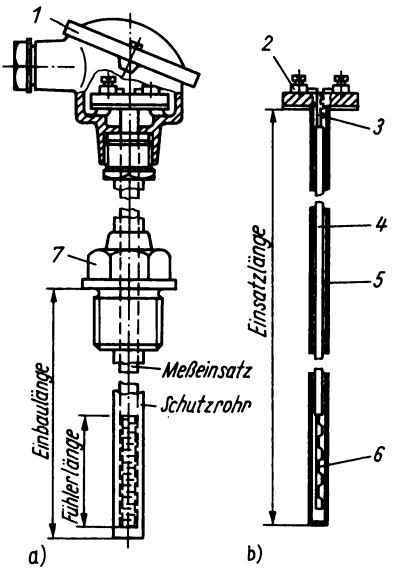


Bild 4.1.-50. Widerstandsthermometer
a im Schutzrohr mit Anschlußkopf
b Meßeinsatz
1 Anschlußkopf
2 Anschlußschraube
3 Zusatzwiderstand
4 Isolierstab
5 Einsatzrohr
6 Meßwiderstand
7 Einschraubstutzen

Die Meßschaltungen für Temperaturmessungen mit Widerstandsthermometern unterscheiden sich im Prinzip nicht von den üblichen Widerstandsmeßverfahren (s. Abschn. 4.1.2.2.). Eine Besonderheit liegt beim Einsatz in ausgedehnten Produktionsanlagen vor, weil Änderungen der Zuleitungswiderstände voll in das Meßergebnis eingehen würden. Diesen Fehler vermeiden die sog. *Dreileiter-* und *Vierleiterschaltungen* [6].

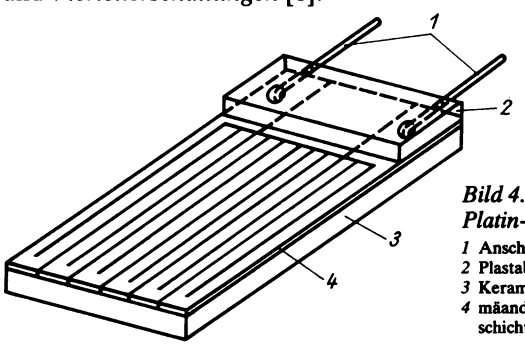


Bild 4.1.-51
Platin-Temperatursensor
1 Anschlußdrähte
2 Plastabdeckung
3 Keramikträger
4 mäanderförmig strukturierte Platinschicht

Bild 4.1.-51 zeigt einen Temperatursensor, dessen Herstellung auf der Nutzung mikroelektronischer Fertigungsschritte beruht: Durch Aufdampfen von Platin auf Keramik und anschließendes Ausätzen einer mäanderförmigen Leiteranordnung lassen sich kleinste Abmaße (z. B. $10 \times 5\,mm^2$) und sehr kleine Zeitkonstanten (z. B. 0,1 s) erzielen. Letztgenannter Wert gilt allerdings nur für ungeschützte Sensoren.

Thermoelemente. Werden zwei durch Löten oder Schweißen an den Enden fest miteinander verbundene Leiterstücke aus unterschiedlichem Material so angeordnet, daß die Enden unterschiedlichen Temperaturen ausgesetzt sind, entsteht eine Potentialdifferenz (Bild 4.1.-52). Die Enden werden als *Meß-* und *Vergleichsstelle* bezeichnet, deren Temperatur ϑ_M bzw. ϑ_V sei. Für die Potentialdifferenz gilt in erster Näherung

$$U_{Th} = f(\vartheta) = k\,(\vartheta_M - \vartheta_V), \qquad \vartheta_M > \vartheta_V. \tag{4.1.-53}$$

Darin ist der Faktor k charakteristisch für die Materialpaarung. Die thermoelektrische Spannungsreihe (Tafel 4.1.-13) vermittelt eine Übersicht, welche Spannungen bei beliebiger Materialpaarung zu erwarten sind. Es sind allerdings nur wenige Materialpaarungen genormt, wobei in den einzelnen Ländern noch Unterschiede bestehen [6].

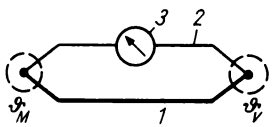


Bild 4.1.-52. Thermopaar
1 Material A
2 Material B
3 Spannungsmesser

Tafel 4.1.-13. Thermoelektrische Spannungsreihe

Material	$k_{X\text{-}Pt}$ in mV
Konstantan	−3,47 ... −3,04
Nickel	−1,94 ... −1,20
Palladium	−0,28
Platin	0
Wolfram	0,85 ... 0,90
Platinrhodium (10 % Pt)	0,65
Kupfer	0,72 ... 0,77
Manganin	0,57 ... 0,82
Eisen	1,87 ... 1,89
Nickelchrom	2,20
Silizium	44,8

Praktisch besteht ein Thermoelementmeßkreis nicht nur aus den Materialien der Thermoschenkel. Aus Kostengründen werden Zuleitungen zum Folgegerät aus Kupfer benutzt, so daß eigentlich (mindestens) drei Thermopaarungen im Meßkreis existieren. Wenn deren Verbindungen mit den Thermoschenkeln aber auf gleichem Temperaturniveau liegen, bleibt das ohne Einfluß.

Die Konstanthaltung der Vergleichsstellentemperatur wird durch *Thermostate* gewährleistet. Im industriellen Einsatz sind Kleinthermostate üblich, die die Vergleichsstellentemperatur auf einem Temperaturniveau oberhalb der Raumtemperatur halten und dadurch mit geringem Aufwand an Baugliedern (nur Heizelemente!) auskommen. Es ist auch möglich, der Thermospannung eine temperaturabhängige Korrekturspannung zuzufügen. Solche sog. *Kompensationsdosen* arbeiten im Bereich (−10 °C ... +70) °C.

Nach Bild 4.1.-52 müßten die Thermodrähte auch bis zur Vergleichsstelle geführt werden. Aus Kostengründen werden i. allg. zwischen das Thermoelement

und die Vergleichsstelle sog. *Ausgleichsleitungen* eingefügt, die aus Sonderlegierungen bestehen und bis etwa 200°C gleiche thermoelektrische Eigenschaften haben wie die ihnen zugeordneten Thermopaare. Damit ergibt sich der im Bild 4.1.-53 dargestellte prinzipielle Aufbau von Thermoelement-Meßkreisen. Im Bild 4.1.-53 a ist außerdem ein Abgleichwiderstand eingezeichnet, mit dem nach Installation der Gesamtwiderstand des Meßkreises (ohne Anzeigegerät) auf 20 Ω abgeglichen wird.

Wegen der nur kleinen Thermospannung sind zur Messung nach der Ausschlagmethode hochempfindliche Meßgeräte erforderlich. Für genaue Messungen wird deshalb die Kompensationsmethode angewendet, wobei der Thermospannung entweder eine einstellbare Vergleichsspannung entgegengeschaltet wird (Bild 4.1.-53 b), oder der Spannungsabfall IR an einem Widerstand R wird so eingestellt, daß dieser gleich der Thermospannung U_{Th} ist (Bild 4.1.-53 c). Heute wird auf bewegliche Teile völlig verzichtet; moderne Kompensationsbaugruppen sind Operationsverstärker und Leistungstransistoren (Bild 4.1.-53 d).

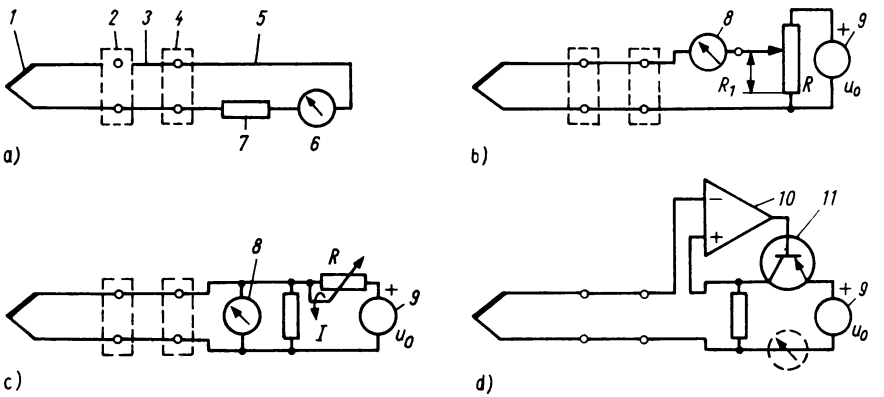


Bild 4.1.-53. Thermoelement-Meßkreise

a Ausschlagmethode
b Spannungskompensation (nach *Poggendorff*)
c Stromkompensation (nach *Lindeck-Rothe*)
d *Lindeck-Rothe*-Schaltung mit elektronischen Funktionseinheiten

1 Thermoelement
2 Anschlußstelle
3 Ausgleichsleitung
4 Vergleichsstelle
5 Verbindungsleitung
6 Anzeige- (Auswerte-) Gerät
7 Abgleichwiderstand
8 Galvanometer als Nullindikator
9 Spannungsquelle
10 Operationsverstärker
11 Regeltransistor

Mantelthermoelemente sind Einfach- oder Mehrfachthermopaare, die in einer Isolierschicht aus Magnesiumoxid in Edelstahlmäntel eingepreßt sind. Dadurch haben sie kleine Außendurchmesser (0,15 ... 6) mm, eine kleine Wärmekapazität, niedrige Einstellzeiten und sind mechanisch sehr flexibel. Sie sind in Bereichen einsetzbar, die anderen Temperaturmeßeinrichtungen nicht zugänglich sind, so in der Medizin, der Biologie, der Lebensmitteltechnologie, der Textil-, Plast- und Chemieindustrie und in der Reaktortechnik.

Kombiniert mit mikroelektronischen Schaltungen lassen sich tragbare Temperaturmeßgeräte bauen, die klein und leicht sind sowie sehr schnell reagieren (Einstellzeiten kleiner 1 s). Durch elektronische Linearisierung der Thermospannung

sind Fehler < 0,5% im Bereich bis 200°C oder um 1% im Bereich bis etwa 1200°C erreichbar.

Temperatursensoren. Die heute als Temperatursensoren angebotenen Temperaturmeßfühler sind im Prinzip nichts anderes als temperaturabhängige elektrische Widerstände, die allerdings mit Halbleitertechnologien hergestellt und hinsichtlich ihrer Baugröße und der Anschlußparameter nachgeschalteten mikroelektronischen Funktionseinheiten ideal angepaßt sind [12] (vgl. Abschn. 3.2.2.1.).

Strahlungsthermometer. Jeder Körper, dessen Oberflächentemperatur > 0 K ist, sendet elektromagnetische Strahlung aus. Aus dieser Strahlung kann auf die Temperatur geschlossen werden [6] [7], wobei der Emissionsgrad stark von der Temperatur, aber auch von der Oberflächenbeschaffenheit und vom Material selbst abhängt (s. Bild 4.1.-54). Der vom Strahler ausgehende Strahlungsfluß wird über optische Abbildungssysteme auf einen Empfänger geleitet, der seinerseits die auftreffende Strahlung in Wärme umwandelt und an die Umgebung (Gehäuse, Kühlkreislauf) abgibt. Damit sind Empfänger und Optik die wichtigsten Teile eines Strahlungsthermometers *(Pyrometers)*, letztere vor allem wegen der nicht wellenlängen-unabhängigen Durchlässigkeit. Für tiefere Temperaturen werden deshalb Hohlspiegel verwendet (Bild 4.1.-55b). Strahlungsempfänger sind entweder auf geschwärzten Edelmetallplättchen aufgebrachte Thermoelemente oder Widerstände, so daß das Ausgangssignal eines Pyrometers wieder eine elektrische Größe ist, die leicht weiterverarbeitet werden kann.

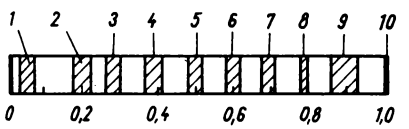


Bild 4.1.-54. Emissionsgrade verschiedener Materialien

1 Ag, Al, Au, Fe, poliert
2 Cu, flüssig
3 Fe, dunkelgrau
4 Al, sandgestrahlt
5 Al, dick oxidiert
6 Cu, oxidiert
7 Fe, verrostet
8 Fe, gewalzt
9 Silikate, Hölzer, Ölfarben
10 „Schwarzer Körper"

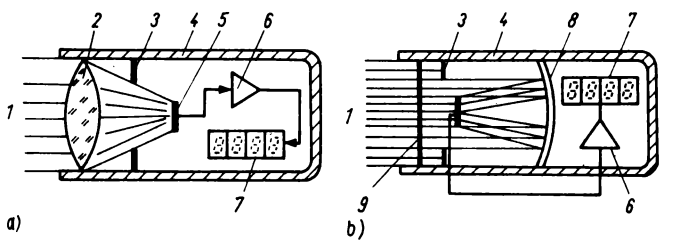


Bild 4.1.-55. Prinzipieller Aufbau von Strahlungspyrometern

a Linsenpyrometer
b Hohlspiegelpyrometer
1 vom Meßobjekt ausgehende Strahlung
2 Linse
3 Blende
4 Gehäuse
5 Fotosensor
6 Verstärker
7 Digitalanzeige
8 Hohlspiegel

Neben der Stahl- und Hüttenindustrie, der Glas- und Keramikindustrie und anderen Hochtemperaturprozessen sind heute in zunehmendem Maße auch andere Industriezweige zum Einsatz von Pyrometern übergegangen, weil mit Erschließung des Infrarotbereiches auch unzugängliche, bewegte oder weit entfernte Objekte erfaßt werden können. So werden heute in der Geologie, der Biologie, der Medizin oder zur Bauwerks- oder Anlagenüberwachung mit Hilfe sog. *Infrarotkameras* Temperaturbilder erzeugt, die eine Auflösung bis etwa 0,2 K erreichen und so verdeckte Wärmebrücken in Bauwerken, gefährdete Bauelemente in elektrischen Anlagen und Schaltungen und andere örtliche Erwärmungen nachzuweisen gestatten.

4.1.3.6. Zeit- und Drehzahlmessung

Als eine der physikalischen Grundgrößen ist die Zeit in vielen Meßgrößen enthalten, z. B. in der Geschwindigkeit, der Beschleunigung, dem Volumen- und dem Wärmestrom, der Viskosität, der Arbeit oder der Frequenz. Praktisch erfolgt die Zeitbestimmung aus astronomischen Gesetzmäßigkeiten, über die Normalbeschleunigung und damit verknüpfte Effekte oder durch Ausnutzung der zeitlichen Konstanz von Resonanzerscheinungen (mechanische Resonatoren, elektrische Oszillatoren, Pendel).

In technischen Prozessen werden längere Zeitabschnitte (Stunde, Woche, Tag) nur für Bilanzzwecke als Produktionszeiträume benötigt, zu deren Festlegung Gebrauchsuhren genügen. Für Kurzzeitmessungen dominieren elektrische Meßverfahren, meist durch Nutzung der Gesetzmäßigkeiten bei der Auf- oder Entladung von Kondensatoren (siehe z. B. [14] [15]).

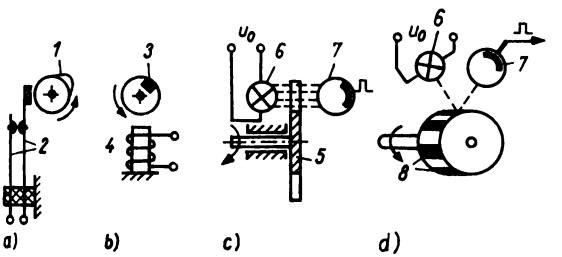
In der digitalen Meßtechnik, speziell in der Zählfrequenzmeßtechnik, spielen *Quarzoszillatoren* als Vergleichsglieder eine überragende Rolle. Dabei wird die außerordentlich hohe Frequenzkonstanz von mechanischen Schwingungen eines Quarzkristalls zur Steuerung eines elektrischen Schwingkreises ausgenutzt. Die relative Frequenzunsicherheit ist selbst bei niedrigem Aufwand (Digitaluhr!) besser als 10^{-5} und übertrifft damit die üblichen Unsicherheiten bei der Darstellung von physikalischen Grundeinheiten für technische Zwecke um Größenordnungen. Zur Ausnutzung dieser Eigenschaften werden die zu messenden Größen in Zeitabstände oder Frequenzen umgeformt. Verschiedene Prozeßgrößen liegen bereits in einer solchen Form vor, z. B. Drehzahlen, Schwingungsgrößen u. a.

Drehzahlmessung. Ihrer physikalischen Natur nach ist die Drehzahl eigentlich eine Umlauffrequenz und damit eine Winkelgeschwindigkeit. Da meist nur die in der Zeiteinheit überstrichene Anzahl von Vollwinkeln (2π rad) interessiert, hat sich der Begriff *Drehzahl* fest eingeführt. Ihre Messung ist die Voraussetzung zur Lösung vieler Steuerungs- und Regelungsaufgaben, besonders in der Antriebs- und Verarbeitungstechnik. Tafel 4.1.-14 enthält übliche Drehzahlmeßverfahren, wobei für die Automatisierung vor allem Gleichstrom- und Wechselstromtachogeneratoren sowie die digitalen Verfahren von Bedeutung sind.

Die digitale Drehzahlmessung ist mit der Frequenzzählmessung identisch, die im Abschn. 4.1.2.3. bereits beschrieben wurde. Bei ihrer Anwendung in Regelkreisen ist lediglich die Verzugszeit zu beachten, da der Zählvorgang eine endliche (wenn auch kleine) Zeit dauert. Analoge Drehzahlgeber *(Tachogeneratoren)* sind dagegen Glieder ohne Verzugszeit. Genaue Drehzahlregelkreise ent-

Tafel 4.1.-14. Übersicht über Drehzahlmeßverfahren

Art	Prinzip	Ausgangsgröße	Erläuterungen
Zentrifugal-Drehzahlmesser	Massestücke im Fliehkraftfeld	Weg, Winkel	heute noch für Handtachometer
Vibrations-Drehzahlmesser	Erregung schwingender Metallzungen	nur Anzeige	
Stroboskop	visueller Vergleich mit Fremdfrequenz	nur Anzeige	leistungs- und berührungslos, bes. für unzugängliche Objekte
Wirbelstrom-Drehzahlmesser	Wechselwirkung zwischen flächenhaftem Leiter und rotierendem Magnetfeld	nur Anzeige	robustes Gerät; Einsatz für Fahrzeugtachometer
Gleichstrom-Drehzahlmesser	unipolare Induktion	Gleichspannung	keine Oberwellen, einfacher Aufbau; niedrige Spannung, Kontaktprobleme
	Gleichstromgenerator	Gleichspannung	Linearität bis 10^{-3} Restwelligkeit bis 10^{-3} Drehzahl bis etwa 6000 min^{-1}
Wechselstrom-Drehzahlmesser	Wechselstromgenerator	Wechselspannung, Frequenz	keine bewegl. Kontakte, Drehzahl unbegrenzt; niedrige Drehzahl kritisch
Digitale Verfahren (Frequenzzähl-, Periodendauermessung)	Zählen von Impulsen (aus Induktionsspannungen und Fotosensoren)	Frequenz	Drehzahl und Auflösung beliebig groß



1 Nockenscheibe
2 Kontaktfeder
3 Dauermagnet
4 Spule
5 Blendenscheibe
6 Lichtquelle
7 Fotosensor
8 nichtreflektierende Marke

Bild 4.1.-56. Rotierende Impulsgeber

a Kontakt
b magnetisch
c fotoelektrisch (Durchlicht)
d fotoelektrisch (Auflicht)

halten deshalb einen Tachogenerator, der das Proportionalverhalten bestimmt, und einen digitalen Drehzahlmesser zur Ausregelung der Regelabweichung (integrales Verhalten).

Bild 4.1.-56 zeigt die üblichen Anordnungen zur Gewinnung drehzahlproportionaler Impulse. Außerdem lassen sich alle im Abschn. 4.1.3.3. beschriebenen Initiatoren bei entsprechender konstruktiver Anordnung als Drehzahlgeber einsetzen.

4.1.3.7. Mengen- und Mengenstrommessung

In der meßtechnischen Praxis gelten als Menge beliebige, abzähl- oder meßbare Massen oder Volumen von Gasen, Flüssigkeiten und festen Stoffen. Davon ausgehend ist die Mengenmessung eine direkte oder indirekte Bestimmung der Masse oder des Volumens einer Stoffmenge.

Wird diese Menge auf die Zeiteinheit bezogen, so ergibt sich ein *Mengenstrom*, d. h. eine bestimmte Menge je Zeiteinheit. Als *Durchflußmessung* wird heute nur noch die Bestimmung von Massen und Volumen bezeichnet, die in kontinuierlich strömenden Medien aufgrund von Strömungsgesetzen vorgenommen wird.

Die Mengenmessung durch Wägung spielt im öffentlichen Verkehr mit Gütern eine große Rolle, ist aber auch für viele technische Prozesse zur Dosierung, vor allem fester, schüttbarer oder rieselfähiger Güter, von Bedeutung.

Wägung. Für automatisierte Prozesse sind u. a. Wägeeinrichtungen erforderlich, die ohne menschliches Eingreifen vorgegebene Stoffmengen zuteilen (Gefäßwaagen, Dosierbandwaagen) oder feste Volumina abteilen (Volumenteiler).

Elektrische Waagen haben anstelle mechanischer Hebelsysteme elektrische Kraftsensoren. Die Wägung erfolgt dann ohne gelenkig verbundene Teile und erlangt auf diese Weise eine vorteilhafte Robustheit, die eine gegenüber Hebelwaagen größere Meßunsicherheit ausgleichen kann.

Als Beispiel für die Leistungsfähigkeit optisch-elektronischer Lösungen zeigt Bild 4.1.-57 schematisch den Aufbau einer Präzisionswaage mit interferenzoptischem Sensor, der ein inkrementelles Ausgangssignal liefert (vgl. Abschnitt 4.1.3.3.!), das in einem Mikrorechner verarbeitet wird. Die erzielbare Auflösung von 10000 Schritten bedeutet bei einem Wägebereich von (0...1) kg eine Auflösung auf 0,1 g. Wegen der Frequenzkonstanz der Laserlichtquelle ist deren Wellenlänge zugleich das Vergleichs„normal" für den Meßvorgang, weil das Meßprinzip die Auslenkung einer Quarzplatte unter der aufgelegten Last (und damit eine Wegänderung) ausnutzt.

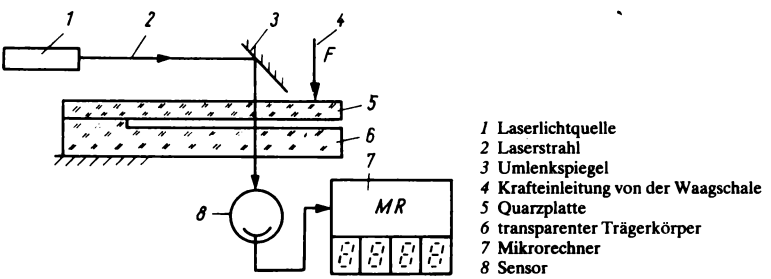


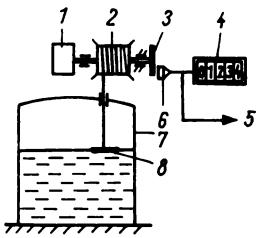
Bild 4.1.-57. Sensorsystem einer interferentiellen Waage

Füllstandsmessung. Die Messung der Füllstände von Flüssigkeiten oder Schüttgütern in festen Behältern und die damit über den bekannten Querschnitt mögliche Ermittlung des Inhalts ist auf verschiedene Weise möglich. Wesentlich sind folgende Verfahren:

Druckmeßverfahren. Die Flüssigkeitssäule übt auf ihre Unterlage einen hydrostatischen Druck aus, der gemessen werden kann (s. Abschn. 4.1.3.4.).

Schwimmermeßverfahren. Ein auf der Oberfläche aufliegender Schwimmer ist über eine Kette, ein Band oder ein Seil mit einer Rolle an der Behälterwand verbunden, deren Drehung über Kontakte oder Kodescheiben ausgewertet wird. Für Großbehälter mit Inhalten von $10^4 m^3$ und mehr sind solche Verfahren nicht mehr genau genug, weil der Schwimmer wegen der Eigenmasse der Aufhängeelemente unterschiedlich tief einsinkt.

Bei dem im Bild 4.1.-58 dargestellten Verfahren wird deshalb anstelle des Schwimmers eine Tastplatte auf die Flüssigkeitsoberfläche abgesenkt, die nur teilweise eintaucht. Die nach oben gerichtete Haltekraft wird durch ein Moment an der Seiltrommel kompensiert. Bei Momentengleichgewicht ist das System in Ruhe; über eine Kodescheibe wird der Füllstand digital angezeigt. Bei einer Meßunsicherheit von nur 0,5 % ist verständlich, daß derartige Meßsysteme in Mineralöllagern dominieren.



1 Momentgeber
2 Seiltrommel
3 Kodescheibe
4 Digitalanzeige
5 Signal zur Weiterverarbeitung
6 Abtastsystem
7 Tank
8 Tastplatte

Bild 4.1.-58. Füllstandsmessung mit Tastplatte

Kapazitätsmeßverfahren. Die Kapazität von Platten- oder Zylinderkondensatoren ist abhängig von der Elektrodenoberfläche, deren Abstand und der Dielektrizitätskonstanten, die für Luft und Flüssigkeiten oder Schüttgüter unterschiedlich ist. Einen Zylinderkondensator bildet beispielsweise die Behälterwand gegen eine Mittenelektrode. Die Meßunsicherheit unterschreitet allerdings kaum 2 bis 3%.

Durchflußmessung. Der Volumen- oder Massendurchfluß sind besonders in der Verfahrenstechnik bedeutsame Meßgrößen; in großen Chemiebetrieben werden je nach Produktionsprofil 40 bis 50 % aller Meßstellen als Durchflußmeßstellen ausgewiesen. Im Bereich des Maschinenbaus tritt dagegen der Durchfluß hinter anderen Meßgrößen (Temperatur, Druck, Drehzahl) zurück.

Von den in Tafel 4.1.-15 aufgeführten Verfahren wird heute noch das *Wirkdruckverfahren* am häufigsten angewendet. Daneben sind, vor allem im Warenverkehr (Kraftstoffe, Milch, Wasser) Durchflußzähler gebräuchlich. Auch induktive und Wirbelstrom-Durchflußmesser haben heute technische Bedeutung erlangt.

Wirkdruckverfahren. Die unter diesem Begriff zusammengefaßten Durchflußmeßverfahren wandeln eine Strömungsgeschwindigkeit und damit den Volumen- oder Massendurchfluß in eine Druckdifferenz um. Wirkdruckverfahren haben ein geschlossenes Rohrsystem mit darin strömenden Medien, die den Querschnitt voll ausfüllen und nicht pulsieren, zur Voraussetzung. Sie arbeiten ohne bewegliche Teile an der Meßstelle und beruhen auf sehr genau untersuchten Gesetzmäßigkeiten der Rohrströmung.

Tafel 4.1.-15. Übersicht über Durchflußmeßverfahren

Verfahren, Gerät	Einsatzbereiche	Fehlergrenzen	Abbildungssignal
Wirkdruckverfahren (Blende, Düse, Venturirohr)	bei geschlossener Rohrströmung, z. Z. noch häufigstes Verfahren (etwa 4/5 aller Durchflußmesser)	> 2 %	Druckdifferenz
Staudruckverfahren (Staurohr)	Messung in Rohrleitungen mit großem Durchmesser und bei hoher Strömungsgeschwindigkeit		Druck
Auftriebsverfahren (Schwebekörper)	etwa $0{,}5.10^{-5}$ ... $0{,}1 m^3/s$; untere Meßgrenze etwa $0{,}15\, x_{max}$	(1 ... 2) %	Weg (Standhöhe des Schwebekörpers), vorwiegend Anzeige
Ausflußverfahren (Überfallwehr, Blende)	Messung in offenen Gerinnen oder für kleine Mengen		Weg (Höhe des Flüssigkeitsspiegels)
Wirbeldurchflußmesser	Messung von Flüssigkeiten und Gasen	(0,5 ... 1) %	Frequenz
Induktiver Durchflußmesser	Messung von leitenden Flüssigkeiten	(1 ... 2) %	elektrische Spannung
Durchflußzähler (Turbinenzähler)	viele Flüssigkeiten und Gase, eichfähig	(0,2 ... 1) %	Impulszahl, Winkelgeschwindigkeit

Wird in ein Rohr eine Querschnittsverengung, z. B. in Form einer Blende (Bild 4.1.-59), eingebaut, so entsteht unmittelbar hinter ihr ein Druckabfall, weil wegen der Kontinuitätsgleichung

$$A_1 v_1 = A_2 v_2 \tag{4.1.-54}$$

$A_{1,2}$ Strömungsquerschnitt vor und in der verengten Stelle,
$v_{1;2}$ Geschwindigkeit vor und in der verengten Stelle

durch die Verengung eine Geschwindigkeitserhöhung eintreten muß. Nach dem Bernoullischen Gesetz muß diese Geschwindigkeitserhöhung ihrerseits von einem Absinken des statischen Druckes begleitet sein:

$$p_1 + \frac{\varrho}{2} v_1^2 = p_2 + \frac{\varrho}{2} v_2^2. \tag{4.1.-55}$$

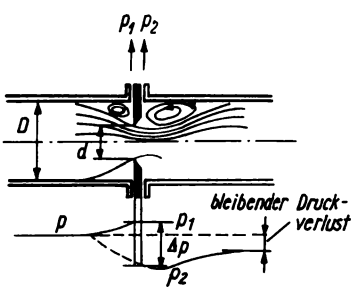


Bild 4.1.-59
Druckverlauf an einer Blende als Wirkdruckgeber

Im Bild 4.1.-59 ist der Druckverlauf längs der Strömung mit eingezeichnet. Der bleibende Druckverlust hinter der Blende ist durch Energieverluste wegen der starken Verwirbelung bedingt. Die Druckerhöhung direkt vor der Blende ergibt sich durch Aufstauung. Die Druckdifferenz Δp heißt der Wirkdruck und ist ein Maß für den Volumendurchfluß. Vereinfachend läßt sich schreiben

$$\Delta p = p_1 - p_2 = \frac{\varrho}{2}(v_2^2 - v_1^2) = \frac{\varrho}{2}\left(\frac{A_1^2}{A_2^2}v_2^2 - v_1^2\right)$$

$$= \frac{\varrho}{2}\left(\frac{1}{A_2^2} - \frac{1}{A_1^2}\right)v_1^2 A_1^2 = \frac{\varrho}{2}\left(\frac{1}{A_2^2} - \frac{1}{A_1^2}\right)\dot{V}^2$$

$$= k\dot{V}^2 \tag{4.1.-56}$$

oder, mit $K = \sqrt{k}$,

$$\dot{V} = K\sqrt{\Delta p}. \tag{4.1.-57}$$

Der Volumendurchfluß ist also proportional zur Wurzel aus dem Wirkdruck. Durch Multiplikation mit der Dichte ϱ erhält man sofort den Massendurchfluß ($K' = \varrho K$)

$$\dot{m} = \varrho\dot{V} = K'\sqrt{\Delta p}. \tag{4.1.-58}$$

Wegen der gut erforschten, für viele Medien geltenden Beziehungen sind die Wirkdruckverfahren national und international standardisiert; die dafür geltenden Vorschriften sind als „Durchflußmeßregeln" bekannt [6] [7].

Auf anderen strömungsmechanischen Zusammenhängen beruht der erst in jüngerer Zeit bekanntgewordene *Wirbeldurchflußmesser* (Bild 4.1.-60). Hier wird die sonst unerwünschte Bildung von Strömungswirbeln hinter einem Störkörper bewußt ausgenutzt, wobei in einem weiten Bereich der im Bild 4.1.-60 angegebene lineare Zusammenhang zwischen Strömungsgeschwindigkeit und Wirbelfrequenz gilt. Bei bekanntem Querschnitt ist damit wiederum der Durchfluß bekannt. Die Wirbelfrequenz wird mit einem Sensor erfaßt, der entweder auf die einen Wirbel begleitenden Druckänderungen oder auf die mit jedem Wirbel verknüpfte kleine, aber meßbare Temperaturänderung anspricht, und elektronisch weiterverarbeitet.

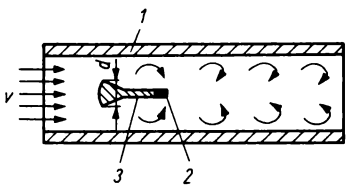


Bild 4.1.-60. Wirbel-Durchflußmesser
1 Rohr
2 Sensor für die vom Wirbel ausgelösten Druckschwankungen
3 Störkörper

Kann eine strömende Flüssigkeit als Leiter angesehen werden, d. h. hat diese eine gewisse Mindestleitfähigkeit, dann muß entsprechend dem Induktionsgesetz bei Existenz eines äußeren Magnetfeldes eine elektrische Spannung entstehen. Bild 4.1.-61 zeigt das Prinzip. In einer nicht leitfähigen Rohrstrecke wird ein starkes Magnetfeld erzeugt, so daß quer zum Rohr eine Spannung in der Flüssigkeit induziert wird, weil die strömende Flüssigkeit als bewegter Leiter im Magnetfeld

wirkt. Diese Spannung ist

$$U = Bdv. \tag{4.1.-59}$$

Da $\dot{V} = vd^2\pi/4$ ist, wird

$$\dot{V} = \frac{d\pi}{4B} U. \tag{4.1.-60}$$

$\dot{V}$ Durchfluß, B Induktion, d Elektrodenabstand (≙ Leiterlänge)

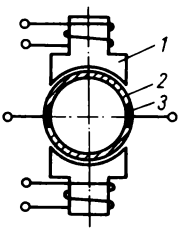


Bild 4.1.-61. Induktiver Durchflußmesser
1 Polschuh des Elektromagneten
2 isoliertes Rohr
3 Meßelektrode

Da die induzierte Spannung sehr klein ist (Größenordnung: mV), wird wegen der besseren Störunterdrückung oft ein Wechselfeld verwendet. Die strenge Proportionalität zwischen Durchfluß und Spannung [s. Gl.(4.1.-60)] verbunden mit keinerlei Druckverlust, sind für viele Einsatzfälle aber wesentliche Eigenschaften.

Durchflußzähler. Die Mengenmessung durch Abzählen von bekannten Volumen flüssiger oder gasförmiger Stoffe wird besonders im Warenverkehr sehr häufig ausgeführt. Die Unterteilung der Volumenzähler wird nach den Eigenschaften der Meßkammern vorgenommen. Meßkammern mit starren Wänden haben die *Auslaufzähler*, weil sie nach Füllung unter Schwerkrafteinfluß auslaufen. Geräte mit beweglichen Kammerwänden, z. B. mit Kolben, bilden die Gruppe der *Verdrängungszähler*. Bei einer dritten Gruppe wird in der Meßkammer ein Flügelrad von der Strömung bewegt *(Turbinen-, Flügelradzähler)*.

Erst durch Bezug auf eine Zeiteinheit (Sekunde, Minute, Stunde) wird aus der Volumen- eine Durchflußzählung. Wird jedoch nicht die Zahl fester Volumina, sondern z. B. die Winkelgeschwindigkeit einer vom Zähler angetriebenen Welle bestimmt, liegt eine unmittelbare Durchflußmessung vor.

Wesentliche Vorteile der Durchflußzähler für den Warenverkehr sind die hohe erzielbare Meßgenauigkeit, die einfache Summations- und Speichermöglichkeit, eine mögliche Preisrechnung u.v.a.m.

4.1.3.8. Messung von Stoffeigenschaften und -konzentrationen

Als *Analysenmeßtechnik* bezeichnet man allgemein die Bestimmung von Stoffzusammensetzungen und die Erfassung von Stoffkenngrößen. Beide sind miteinander verflochten; oft dient eine Stoffkenngröße als Abbild für eine bestimmte Zusammensetzung.

Die Vielfalt der Stoffeigenschaften bedingt eine Vielfalt an Meßverfahren. Hinzu kommt, daß die zu analysierenden Stoffe und Gemische unter sehr ver-

schiedenen Bedingungen, wie Temperatur, Druck oder Aggregatzustand, vorliegen können. Auch sind viele Meßgrößen auf anwendungstechnische Eigenschaften bezogen, so daß gerade die Analysenmeßtechnik eine sehr differenzierte meßtechnische Disziplin darstellt.

Zur Messung von Stoffeigenschaften können prinzipiell drei Arten von Meßverfahren unterschieden werden:

- chemische Verfahren,
- physikalisch-chemische Verfahren,
- physikalische Verfahren.

Bei den *chemischen Verfahren* wird die zu analysierende Komponente aus dem untersuchten Gemisch entfernt (durch Absorption oder Verbrennung) und ihr Anteil aus der Verringerung des Volumens des Gemisches bestimmt. Diese Verfahren sind aus Labormethoden entstanden und für eine kontinuierliche Prozeßüberwachung wenig geeignet.

Physikalisch-chemische Verfahren nutzen die bei chemischen Reaktionen auftretenden charakteristischen Eigenschaften des Reaktionsprodukts. Sie kombinieren auch die chemischen mit den physikalischen Analyseverfahren, besonders zur Spurenanalyse (z. B. Spektroskopie, Chromatografie oder Kolorimetrie).

Die *physikalischen Verfahren* dominieren heute in Meßeinrichtungen der Verfahrenstechnik. Sie nutzen physikalische Eigenschaften von Elementen, Verbindungen und Gemischen aus, gestatten eine kontinuierliche Messung und liefern gut weiterverarbeitbare Signale. Tafel 4.1.-16 gibt eine Übersicht über die wesentlichen Verfahren der Analysenmeßtechnik.

Dichtemessung. Die Messung der Dichte von Flüssigkeiten und Gasen erfolgt im Labor durch Wägung bekannter Volumina oder durch Messung des Auftriebs von Körpern mit bekanntem Volumen und bekannter Masse, die in das zu messende Medium eintauchen oder von diesem umgeben sind. Solche Prinzipe wurden anfänglich auch in die Prozeßmeßtechnik übernommen; von Druck und Strömungsgeschwindigkeit weitgehend unabhängige Verfahren werden heute bevorzugt.

Flüssigkeitsdichte. Die Bestimmung der Flüssigkeitsdichte ist auch im kontinuierlichen Prozeß durch Wägung möglich, wenn die Meßflüssigkeit durch eine einseitig drehbar gelagerte Rohrschleife geleitet wird. Das an der Drehachse wirkende, dichteabhängige Drehmoment wird elektrisch oder auch mechanisch gemessen.

Für zähe oder aggressive Medien sind radiometrische Verfahren gut nutzbar. Die Absorption von Kernstrahlung hängt von der Dichte des durchstrahlten Mediums ab. Wegen des zeitabhängigen Zerfalls der benutzten Isotopen-Strahlungsquellen wird die Strahlungsintensität einmal hinter der Meßstrecke und gleichzeitig direkt gemessen. In dieser Anordnung wird in den Stoffstrom nicht eingegriffen, so daß auch körnige, pulvrige oder pastöse Stoffe gemessen werden können.

Gasdichte. Die Dichte von Brenngasen (Erd-, Generatorgas) wird für Verrechnungszwecke benötigt, weil zwischen der Betriebs- und der Normdichte erhebliche Unterschiede bestehen können. Die Messung der Gasdichte ist mit frequenzanalogen Meßeinrichtungen elegant möglich. Beim *Stimmgabeldichtemesser* regt eine im Meßgas schwingende Stimmgabel die umgebenden Gasmoleküle zum Mitschwingen an. Da mit steigender Dichte die angekoppelte Gasmasse grö-

Tafel 4.1.-16. Verfahren zur Messung von Stoffeigenschaften

Stoffeigenschaft	Genutzter Effekt, Meßverfahren	Sensor, Umformglied	Abbildungsgröße, Meßunsicherheit u
Dichte	Auftrieb in Fluiden	Auftriebskörper	Weg, Winkel
	Intensitätsänderung von Strahlung	Zählrohr	Impulszahl; $u \approx 2\%$
	Wägung	Rohrschleife	Kraft; $u \approx 1\%$
	Schwingungsbedämpfung	mechanischer Schwinger	Frequenz; $u \approx (0{,}2 \ldots 1\%)$
Feuchte	Psychrometer (Nutzung der Verdunstungskälte)	Widerstandsthermometer	elektr. Spannung; $u \approx (2 \ldots 3)\%$
	Hygrometer (Nutzung des Dampfdrucks über Lösungen)	spezielle Sensoren	elektr. Spannung; $u \approx 2\%$
	elektr. Leitfähigkeit, Dielektrikum	Meßbrücke	elektr. Spannung
	Taupunktbestimmung	spezielle Sensoren	elektr. Größen
Heizwert	Kalorimeter	Thermometer	Temperatur
Viskosität	Strömungswiderstand	Kapillare	Druckdifferenz
		bewegte Körper in Fluiden	Fallgeschwindigkeit, Kraft oder Moment
Zusammensetzung	Wärmeleitfähigkeit	Meßbrücke	elektr. Spannung; $u \approx (1 \ldots 2)\%$
	Paramagnetismus von O_2 und NO_2	Meßkammer, Drehwaage	elektr. Spannung; $u \approx (1 \ldots 3)\%$
	Chromatografie	Trennsäule + Senor	elektr. Spannung, Meßzeit 1 bis 30 Minuten
	Absorption, Brechung, Streuung, Fluoreszenz (Fotometrie)	Meßkammern + Sensor, Meßbrücken	elektr. Größen (meist Spannungen); u bis 5 %
	elektrochemische Verfahren	Meßbrücken, Spannungsmesser	Widerstände, Potentiale

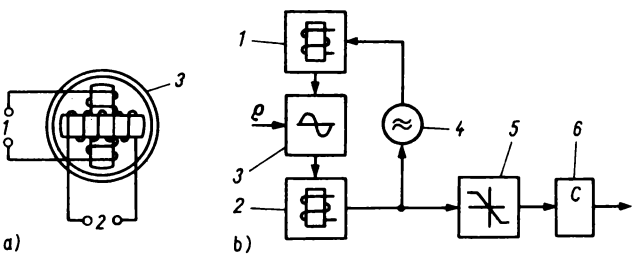


Bild 4.1.-62. Schwingzylinder-Dichtemesser
a Prinzip
b Struktur

ßer wird, muß nach den aus der Schwingungslehre bekannten Zusammenhängen die Eigenfrequenz des Schwingers sinken. Beim *Schwingzylinderdichtemesser* wird anstelle der Stimmgabel ein dünnwandiger Hohlzylinder als Schwinger benutzt (Bild 4.1.-62). Die Anregung erfolgt elektromagnetisch. Ein zweites Spulensystem dient zur Schwingungsaufnahme und steuert über einen Oszillator das Erregersystem (s. Bild 4.1.-62b). Bei Eigenfrequenzen um 3 kHz ist ein Frequenzhub von etwa 1000 Hz möglich, womit ein Übertragungsfaktor von rund 10 Hz/kgm^{-3} erzielbar ist [6].

Feuchtemessung. Der Gehalt von Wasser oder Wasserdampf in einem anderen Medium heißt allgemein Feuchte. Es ist zu unterscheiden:

- Die *absolute Feuchte* ϱ_D gibt die Masse an Wasserdampf je Volumeneinheit an:

$$\varrho_D = \frac{m_D}{V}. \tag{4.1.-61}$$

  Sie hat die Dimension der Dichte kg/m^3.
- Die *relative Feuchte* ist das Verhältnis der vorhandenen zu der im gesättigten Zustand möglichen Dampfmenge m_{Ds}:

$$\varrho = \frac{m_D}{m_{Ds}} = \frac{\varrho_D}{\varrho_{Ds}}. \tag{4.1.-62}$$

- Der *Taupunkt* τ ist die Temperatur, bei der ein Gas mit der in ihm enthaltenen Dampfmenge gesättigt sein würde, d. h. bei der die relative Feuchte gerade 100 % beträgt. Der Taupunkt ist für Wasser, aber ebenso für Säuren angebbar.

Auch die Angabe des Wassergehalts ist üblich. Ist m_f die Masse im feuchten und m_t die im trockenen Zustand, so ist der Wassergehalt

$$w = \frac{m_f - m_t}{m_f}. \tag{4.1.-63}$$

Für Holz wird der Wassergehalt davon abweichend auf die Trockenmasse bezogen.

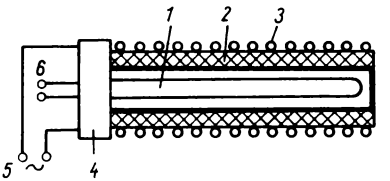
Zur *Gasfeuchtemessung* werden heute überwiegend Hygrometer eingesetzt; Psychrometer haben demgegenüber an Bedeutung verloren.

Hygrometer. Bestimmte Stoffe (Haare, Fasern) haben die Eigenschaft, ihre Länge in Abhängigkeit von der relativen Feuchte zu ändern. Die mechanisch übersetzte Längenänderung dient zur Anzeige.

Bestimmte chemische Verbindungen, wie LiCl, $CaCl_2$, P_2O_5, $ZnCl_2$ oder H_2SO_4, weisen eine große Affinität zu Wasser auf. Der Dampfdruck über Lösungen solcher Verbindungen ist kleiner als der über reinem Wasser. Wird eine derartige Lösung erwärmt, bis der Dampfdruck über ihr mit dem der Umgebungsluft im Gleichgewicht ist, so ist die Temperatur der Lösung ein Maß für die Luftfeuchte (sog. *Gleichgewichtstemperatur*).

Für praktische Feuchtemessungen gut geeignet ist Lithiumchlorid. Bild 4.1.-63 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines *LiCl-Feuchtesensors*. Über ein Widerstandsthermometer ist eine mit LiCl getränkte Glasseideschicht gelegt, die ihrerseits mit einer Heizwendel umwickelt ist. Die erwärmte Lösung verdunstet Wasser, wodurch die Leitfähigkeit abnimmt. Dadurch sinkt aber der Strom, die Heizleistung

verringert sich, es wird wieder Wasser aufgenommen usw. Der Vorgang stellt sich selbst auf die Gleichgewichtstemperatur ein. Zwischen dieser und dem Taupunkt besteht ein eindeutiger Zusammenhang; bei gleichzeitiger Messung der Lufttemperatur ist also auch die relative Feuchte bestimmbar.



1 Widerstandsthermometer
2 Glasseideschicht (mit LiCl getränkt)
3 Heizwendel
4 Anschlußkopf
5 Heizanschluß
6 Thermometerausgang

Bild 4.1.-63. Lithiumchlorid-Taupunktsensor

Feuchtesensor. Die Halbleitertechnologien gestatten die Herstellung sehr kleiner und damit schneller Feuchtesensoren. So wird eine hygroskopische Folie beiderseitig mit Gold bedampft, wobei die Goldschicht so dünn ist, daß sie Wassermoleküle durchläßt. Damit ändert sich die Kapazität zwischen diesen beiden als Elektroden wirkenden Schichten, die mit elektronischen Funktionseinheiten gut ausgewertet werden kann. Auf ähnlicher Basis arbeiten Feuchtesensoren aus porösem Aluminiumoxid. Dies wird durch anodische Oxidation auf Aluminium erzeugt; eine aufgedampfte Goldschicht bildet auch hier die Gegenelektrode.

Taupunktsensor. Das klassische Verfahren zur Taupunktbestimmung ist die Beobachtung eines gekühlten Spiegels, der bei Erreichen der Taupunkttemperatur beschlägt. Versuche, diesen Niederschlag fotoelektrisch zu bestimmen, haben sich nicht durchgesetzt. Auf kapazitivem Wege ist das möglich. Bild 4.1.-64 zeigt einen solchen Sensor. Wegen des großen Unterschieds der Dielektrizitätskonstanten von Luft und Wasser (1 bzw. 80) verändert die Kondensation von Wasser auf der Sensoroberfläche die Kapazität einer entsprechenden Struktur erheblich. Ein Peltierelement kühlt das Substrat auf die Taupunkttemperatur ab, die von einem mit integrierten Temperatursensor erfaßt wird. Ein nachgeschalteter Mikroprozessor übernimmt die Steuerung und Auswertung des Vorgangs.

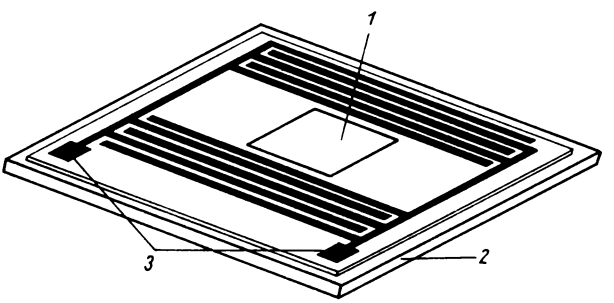


Bild 4.1.-64
Kapazitiver Taupunktsensor
1 Temperatursensor
2 Träger, als Peltierelement aufgebaut
3 Kapazitätsanschluß

4.1.4. Meßwertübertragung

Zur weiteren Verarbeitung der Sensorausgangssignale ist deren Weiterleitung bis zur auswertenden Stelle erforderlich, wobei die Wahl des Übertragungsverfahrens wesentlich von der Reichweite oder von der zu überbrückenden Entfernung

beeinflußt wird. Außerdem spielen mögliche Störeinflüsse eine entscheidende Rolle [12].

In Produktionsanlagen werden 5 km Entfernung zwischen Meßstelle und Ort der Auswertung (Warte, Zentralrechner) kaum überschritten. In Großanlagen kommen ausschließlich vereinheitlichte Signale, Anschlußbedingungen und Übertragungssysteme zur Anwendung (s. Abschn. 4.1.3.1.). Auch für begrenzte Entfernungen setzen sich Einheitssignale immer mehr durch; lediglich am Meßort selbst ist das natürliche Abbildungssignal auch zugleich noch Übertragungssignal.

Meßwertübertragung von rotierenden Teilen. Spannungen über 100 mV lassen sich über Schleifkontakte (Bürsten) aus Graphit oder Metallgraphit und Schleifringe aus Kupfer, Bronze oder Graphit übertragen. Thermospannungen liegen dagegen z. T. weit unter 100 mV (s. Abschn. 4.1.3.5.). In diesem Bereich arbeiten Schleifkontakte nicht mehr zuverlässig, weil die Übergangswiderstände durch feinste Oxidschichten, Gas- und Wasserhäute von wenigen Molekülen Dicke beeinflußt werden können.

Zur Übertragung von Thermospannungen ist die Verwendung von *Flüssigkeitskontakten* mit Quecksilber als Kontaktmaterial möglich (Bild 4.1.-65). Ein rotierender Kontaktring taucht in etwas Quecksilber ein, das in einer Kammer enthalten ist und durch den Fliehkrafteinfluß an die Wandung geschleudert wird.

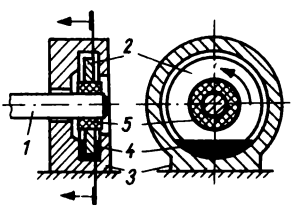


Bild 4.1.-65. Quecksilberkontakt-Übertrager
1 rotierende Welle
2 Kontaktscheibe
3 Gehäuse
4 Quecksilber
5 isolierende Nabe

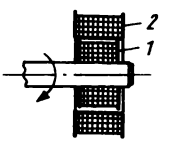


Bild 4.1.-66. Drehübertrager
1 rotierende Spule
2 feststehende Spule

Eleganter sind kontaktlose Übertragungsverfahren. Bild 4.1.-66 zeigt einen *Drehübertrager*. Dieser wird entweder als Transformator betrieben (je eine Wicklung auf der Welle und am Fundament) oder es wird das Gleichfeld der rotierenden Spule, die von Meßstrom durchflossen wird, von außen kompensiert. Die Verwendung mikroelektronischer Bauelemente mit ihrem minimalen Leistungsbedarf gestattet heute sogar die Energieversorgung der Meßeinrichtung auf der Welle über beleuchtete, mitrotierende Solarzellen und die Meßwertübertragung über ebenfalls mitrotierende Infrarotsender.

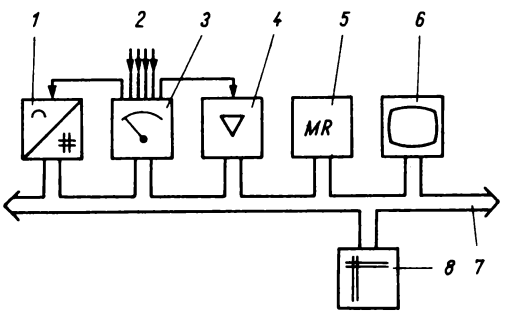
Meßwertübertragung über begrenzte Entfernungen. Moderne Systeme zur Produktionssteuerung und Anlagenautomatisierung bestehen aus Komponenten, die meist digitale Signale untereinander austauschen (s. Abschn. 4.1.3.1.). Wegen der ebenfalls meist digitalen Arbeitsweise haben sich einheitliche Anschlußbilder herausgebildet (Standard-Interfaces), die als *Bussystem* heute internatio-

nal benutzt werden. Ein Bus (von lat. omni bus – „für Alle") ist ein Leitungsbündel, in dem bestimmte Leitungen für vorgegebene Funktionen reserviert sind. So besteht der heute weit verbreitete IEC-Bus (IEC Internationale Elektrotechnische Kommission) aus insgesamt 16 Leitungen, von denen

8 Leitungen für Daten
3 Leitungen für die Steuerung der Datenübergabe und
5 Leitungen für die Steuerung zwischen Geräten des Systems

vorgesehen sind. Weil ein Datenwort 8 Zeichen umfaßt (8 bit ≙ 1 Byte) und dieses Wort über die 8 Datenleitungen gleichzeitig übertragen wird, heißt der IEC-Bus auch „bit-paralleles, byte-serielles Schnittstellensystem für programmierbare Meßgeräte", d. h. ein nachfolgendes Datenwort wird wiederum bit-parallel, aber erst nach erneuter Ansteuerung übertragen.

Bild 4.1.-67 zeigt als Beispiel eine einfache Meßwertverarbeitungsanlage, die über ein Bussystem gesteuert wird. Jede Funktionseinheit hat eine spezielle Adresse, so daß nichtaufgerufene Einheiten auch nicht am Datenverkehr teilnehmen. Bevor aber Daten übertragen werden können, muß der Empfänger seine Bereitschaft dafür signalisieren. Dann werden die vom „Sprecher" (Sender) ausgesandten Daten für gültig erklärt und vom „Hörer" (Empfänger) quittiert. Dieses Konzept heißt „Handshake" (engl. Händeschütteln) und hat den wesentlichen Vorteil, daß an den Bus auch unterschiedlich schnelle Geräte angeschlossen werden können, wobei sich die Übertragungsgeschwindigkeit gewissermaßen automatisch nach dem langsamsten Gerät richtet [12] [30]. Die im Bild 4.1.-67 mit eingezeichneten Analogsignale werden nicht über den Bus übertragen, sondern erfordern separate Leitungen. Konstruktiv wird das dadurch gelöst, daß die Busverdrahtung über rückseitige Steckerleisten in einem Steckrahmen erfolgt, während analoge Verbindungen über Koaxialleitungen auf der Frontseite eines Gerätesystems hergestellt werden. Da die Steckrahmen fest verdrahtet sind, können Einschübe dann an beliebiger Stelle plaziert werden, so daß ein System einfach erweiter- oder umstellbar ist.



1 Analog-Digital-Umsetzer
2 Analogeingänge
3 Meßstellenumschalter
4 Zentralverstärker
5 Mikrorechner
6 Anzeige- und Kontrollgerät (Display)
7 Bus
8 Bussteuerung

Bild 4.1.-67. Meßwertübertragung über ein Bussystem

Meßwertübertragung über unbegrenzte Entfernungen. Praktisch unbegrenzte Entfernungen treten in Produktionsanlagen nicht auf, wohl aber in Energieversorgungsnetzen (Erdölpipelines, Gasnetze, Elektroenergieverteilungssysteme). Dort sind nicht nur Meßwerte, sondern auch Steuer- und Schaltbefehle zu übertragen.

Die zugehörigen speziellen Techniken werden unter dem Begriff *Fernwirktechnik* zusammengefaßt. Dazu gehören die *Fernmessung*, die *Fernüberwachung* und die *Fernsteuerung* [6] [8] [10]. Die Fernwirktechnik ist ebenso wie die Nutzung von Funkkanälen für Meß- und Steuerungsaufgaben, die *Telemetrie*, zu einer ausgesprochenen Spezialdisziplin geworden. Ihre Behandlung überschreitet den Rahmen dieses Buches.

4.2. Bausteine zur Signalverarbeitung

Ein wesentliches Element von Automatisierungsanlagen sind Einrichtungen zur Signalverarbeitung. In ihnen werden aus dem zu automatisierenden Prozeß mit Hilfe von Bausteinen der Meß- und Prüftechnik gewonnene Signale (Istwert) mit Sollwerten u. ä. verglichen und im Sinne der Aufgabenstellung zweckdienlich zu Stell- und ähnlichen Befehlen weiter verarbeitet.

Dieser Vorgang der Signalverarbeitung erfolgt bevorzugt mit analogen und/oder digitalen Signalen, nutzt prinzipiell verschiedenartige Versorgungs- bzw. Hilfsenergien und ist durch das wiederholte Auftreten typischer Funktionselemente gekennzeichnet. Nachfolgend sollen solche für Automatisierungsanlagen wichtige Funktionselemente im einzelnen erläutert werden; ihr Zusammenwirken in komplexen signalverarbeitenden Einrichtungen kann nur angedeutet werden. Entsprechend ihrer ständig wachsenden Bedeutung bilden elektronische Bausteine zur Signalverarbeitung den Schwerpunkt.

4.2.1. Bausteine mit analoger Signalverarbeitung

Die Verarbeitung von analogen Signalen erfolgt meist mit Hilfe geeignet beschalteter Verstärker bzw. auch mit analogen Rechenschaltungen. Diese Elemente werden nachfolgend in einer auf die Erfordernisse der Automatisierungstechnik zugeschnittenen Form anwendungsbereit erläutert. Bezüglich der zunehmend praktizierten Verarbeitung analoger Signale in digital wirkenden Verarbeitungseinrichtungen nach vorheriger Analog-Digital-Wandlung sei auf die folgenden Abschnitte in diesem Buch verwiesen.

4.2.1.1. Elektronische Verstärker

Die verfügbaren *Meßwandler* geben im allgemeinen nur geringe Spannungen und Ströme (d. h. geringe Leistung) ab. Diese Signalleistung reicht meist nicht aus, um unmittelbar weiter verarbeitet zu werden oder gar ein Stellglied direkt zu betätigen. Es ist also erforderlich, Bausteine (Verstärker) einzusetzen, die in der Lage sind, Ströme und Spannungen (d. h. die Signalleistung) zu verstärken.

4.2.1.1.1. Grundprinzipien und Klassifikation

Das Grundprinzip eines elektronischen Verstärkers ist im Bild 4.2.-1 dargestellt. Man erkennt, daß eine *Eingangsleistung* p_e zu einer verstärkten *Ausgangsleistung* p_a wird. Die dafür notwendige zusätzliche Signalenergie wird der Versorgungs-

energie P_H entnommen. Dabei entstehen durch Stromfluß in den Verstärker-Bauelementen unvermeidbare Verluste, die eine Erwärmung der Bauelemente bewirken. Im praktischen Verstärkerbetrieb muß diese Verlustleistung ständig an die Umgebung abgeführt werden. Für die Leistungsbilanz gilt demnach

$$P_H + p_e = P_V + p_a. \tag{4.2.-1}$$

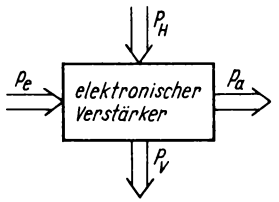


Bild 4.2.-1
Allgemeine Funktion eines elektronischen Verstärkers
p_e Eingangsleistung
p_a Ausgangsleistung
P_H Versorgungsleistung
P_V Verlustleistung

Die Verstärkung erfolgt im allgemeinen durch die Steuerung des Stromes durch ein aktives Bauelement (Transistor, integrierter Schaltkreis). Die historisch zunächst eingesetzte Verstärkerröhre gestattete die praktisch leistungslose Steuerung des Anodenstromes durch die Gitterspannung; ein ähnliches Verhalten zeigt der Feldeffekttransistor. Die häufiger eingesetzten Bipolartransistoren benötigen zur Steuerung des Stromes eine Eingangsleistung. Diese ist jedoch stets wesentlich kleiner als die abgegebene Ausgangsleistung und kann meist unmittelbar vom steuernden Meßwandler geliefert werden.

Die große Vielfalt praktischer Forderungen an Verstärkerbausteine läßt sich nicht ökonomisch durch einen universell einsetzbaren Verstärker erfüllen. Aus diesem Grunde werden Verstärker jeweils für eine Klasse typischer Einsatzfälle gefertigt. Hieraus leiten sich wesentliche Unterscheidungsmerkmale ab, nach denen Verstärkerbausteine klassifiziert werden können. Solche Merkmale sind z. B.:

Abgebbare Ausgangsleistung (ab 10^{-6} W in Vorverstärkern, z. B. unmittelbar am Sensor, bis zu 10^6 W in Leistungsverstärkern, z. B. für Sender)
Zahl der im Baustein vereinigten Verstärkerstufen (einstufig bzw. mehrstufig)
Art der Ankopplung, d. h. der Kopplung im Ein- und Ausgang bzw. zwischen den Stufen (galvanisch, kapazitiv, induktiv)
Signalart (Gleichspannungsverstärker; Wechselspannungsverstärker, häufiger Sonderfall: Verstärker für sinusförmige Spannungen)
Zulässiger Betriebsfrequenzbereich des Wechselspannungsverstärkers
Niederfrequenzverstärker ($f < 10^5$ Hz)
Hochfrequenzverstärker ($f > 10^5$ Hz)
Breitbandverstärker (z. B. 16 Hz ... 18 kHz, HiFi)
Schmalbandverstärker (Selektivverstärker)

Weitere mögliche Klassifizierungsmerkmale (z. B. Ausnutzung des verfügbaren Aussteuerungsbereiches in Klein- bzw. Großsignalverstärkern, Art des verwendeten aktiven Elementes, Lage des Arbeitspunktes usw.) ergeben sich aus den folgenden Ausführungen. Die Problematik wird entsprechend den Erfordernissen der Automatisierungstechnik am Beispiel des bipolaren npn-Transistors in Emitterschaltung abgehandelt. Hinweise zur Verallgemeinerung der Aussagen auf andere Verstärker werden gegeben; für ein tieferes Eindringen in die Zusammenhänge muß auf die einschlägige Fachliteratur zurückgegriffen werden.

Tafel 4.2.-1. Mögliche Klassifizierung von Verstärkern

Ordnender Gesichtspunkt	Verstärker		Besonders beachtete Eigenschaft
Signal – Größe	Kleinsignalverstärker Kennlinie kann aufgrund geringer Aussteuerung durch Tangente im Arbeitspunkt ersetzt werden	Großsignalverstärker Linearisierung durch Gegenkopplung und Gegentakt erforderlich	Linearität der Kennlinie
Leistung	Vorverstärker (Kleinsignalverstärker)	Leistungsverstärker (Endverstärker, Sendeverst., Großsignal-Verst. in A, B, usw.-Betrieb) Linearis. durch Gegenkopplg. und Gegentakt erforderl.	Wirkungsgrad
Frequenz	Wechselsign.-Verst., Selektivverst. Impulsverst., Unterdrückung der Drift durch *RC*- oder Trafokopplg. Unterdrückg. von Frequenzen, die nicht im Signal enthalten sind	Gleichsignalverst. Gleichspannungsverst. driftempfindlich	Kopplung zwischen den Stufen
	Niederfrequenzverst. (z. B. 16 Hz ... 18 kHz, HiFi)	Hochfrequenzverst. Eingangsstufe, ZF-Teil der Hörfunk- und Video-Geräte	Wahl spezieller Transistoren, Schaltungen
	Selektivverst. Signal enthält nur Frequenzen, die sich wenig von einer „Mittenfrequenz" unterscheiden	Breitbandverst. Bandbreite wird dem zu verst. Signal angepaßt	Kopplung, Siebung
Veränderung	Funktionsverst. (Rechenverst. Summierer, Differenzierer, Logarithmierer, Integrator)		Übertragungsfunktion
Aufbau	*RC*-Kopplung, Übertrager-Kopplg.	Direkt gekoppelt	Frequenz
	Eintaktverstärker	Gegentaktverstärker	Linearität, Aussteuerbarkeit

4.2.1.1.2. Gleichspannungsversorgung steuerbarer aktiver Elemente

Bild 4.2.-2a zeigt die Grundschaltung eines Verstärkers mit npn-Transistoren in Emitterschaltung. Steuernde Größe ist U_e bzw. I_B. Bei Änderung der Eingangsspannung U_e um ΔU_e ändert sich der Basisstrom um ΔI_B und damit auch der Kollektorstrom um ΔI_C. Über dem Kollektorwiderstand fällt somit eine Spannung

$$R_C\,(I_C^0 \pm \Delta I_C) = U_{CE}^0 \pm \Delta U_{CE} \qquad (4.2.\text{-}2)$$

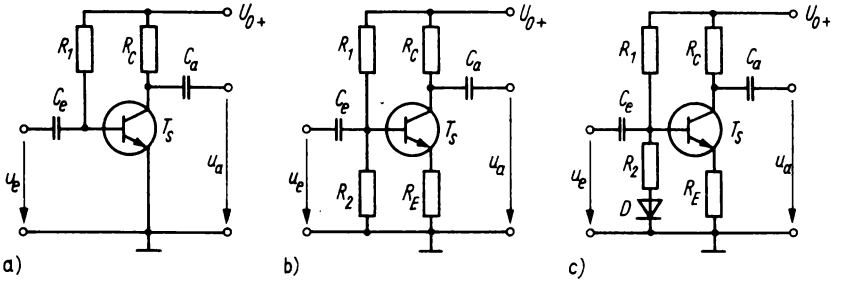


Bild 4.2.-2. Grundschaltungen elektronischer Verstärker mit bipolarem NPN-Transistor
a Emitterschaltung
b Basisschaltung
c Kollektorschaltung (Emitterfolger)
statt t_S lies T_s

Tafel 4.2.-2. Vergleich der wichtigsten Parameter der Grundschaltungen von Transistorverstärkern mit Bipolartransistor

Parameter	Basisschaltung	Emitterschaltung	Kollektorschaltung
Eingangswiderstand	klein	mittel	groß
Ausgangswiderstand	groß	groß	klein
Spannungsverstärkung	groß	groß	≤ 1
Stromverstärkung	≤ 1	groß	groß
Leistungsverstärkung	mittel	groß	klein
Signallage u_a zu u_e	in Phase	gegenphasig	in Phase

ab. I_C^0 und U_{CE}^0 bezeichnet man als Arbeitspunktparameter, ΔU_{CE} ist die verstärkte Signalspannung. Weil mit steigender Eingangsspannung der Spannungsabfall an R_C größer wird, wird die Ausgangsspannung, die ja gegen Masse abgenommen wird, kleiner. Eingangs- und Ausgangsspannung sind bei der Emitterschaltung demnach gegenphasig (s. auch Tafel 4.2.-2). Die Arbeitsgerade im Ausgangskennlinienfeld (Bild 4.2.-3) gibt die Abhängigkeit des Kollektorstromes von den übrigen Größen der im Bild 4.2.-2a dargestellten Emitterschaltung an: Aus dem Maschensatz für den Ausgangskreis

$$I_C R_C + U_{CE} = U_{0+} \tag{4.2.-3}$$

ergibt sich die Gleichung der Arbeitsgeraden

$$I_C = \frac{U_{0+} - U_{CE}}{R_C}. \tag{4.2.-4}$$

I_C und U_{CE} können für die gezeigte Emitterschaltung nur solche Werte annehmen, die auf dieser Geraden liegen. Ihre Steigung ist $-1/R_C$. Die Änderung des Kollektorstromes ΔI_C und der Kollektor-Emitter-Spannung ΔU_{CE} bei Änderung des Basisstromes um ΔI_B liest man aus diesem Kennlinienbild, wie dort dargestellt, ab.

Der Arbeitspunkt kennzeichnet denjenigen Punkt im $I_C - U_{CE}$-Kennlinienfeld, der sich bei Fehlen eines Signals am Transistor einstellt. Im Arbeitspunkt benötigt der Transistor also einen bestimmten Basisstrom I_B^0, damit sich die erforderliche Kollektor-Emitterspannung U_{CE}^0 und der zugehörige Kollektorstrom I_C^0

einstellen. Dazu sind die Versorgungsspannung U_{0+}, der Kollektorwiderstand R_C und der Basisstrom I_B^0 geeignet zu wählen.

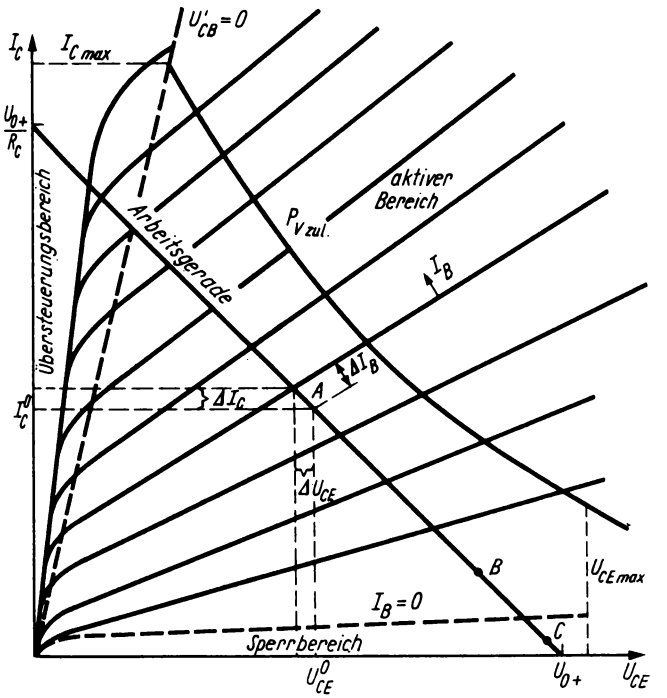


Bild 4.2.-3. Ausgangskennlinienfeld eines NPN-Transistors

Während U_{0+} vielfach durch eine bereits vorhandene Spannungsquelle (z. B. Batterie, die Stromversorgung für weitere Bausteine) festgelegt ist, lassen sich I_C^0 und R_C in bestimmten Grenzen frei wählen. Man legt den Arbeitspunkt im allgemeinen in die Mitte der Arbeitsgeraden, wo eine möglichst hohe Verstärkung und Linearität erzielt werden kann, d. h. wo der Abstand zwischen den Schnittpunkten mit den Kennlinien I_B = konst. maximal und im Aussteuerbereich weitgehend gleich ist. Dort, wo die Verlustleistung der Verstärkerstufe möglichst gering sein soll, wird der Arbeitspunkt an Stellen kleiner Kollektorströme I_C^0 gelegt, (s. hierzu Abschn. 4.2.1.1.5.).

Bild 4.2.-4 zeigt verschiedene Möglichkeiten zur Einstellung des notwendigen Basisstromes bei Verstärkern in Emitterschaltung. Im Falle galvanischer Kopplung müßte noch ein Eingangsgleichstrom, der durch die Signalquelle geliefert würde, berücksichtigt werden; ebenso würde ein am Ausgang angeschlossener Verbraucher einen zusätzlichen Strom hervorrufen. In der Schaltung nach 4.2.-4a wird der Basisstrom

$$I_B^0 \approx \frac{U_{0+}}{R_1} \tag{4.2.-5}$$

durch die Versorgungsspannung und den Widerstand R_1 im wesentlichen bestimmt. Er muß wegen der starken Exemplarstreuung der Gleichstromverstärkung B selbst innerhalb einer Stromverstärkungsgruppe gesondert festgelegt werden: Läßt man zu große Streuungen des Arbeitspunktes zu, so sind unterschiedliche Verstärkungen und evtl. nichtlineare Verzerrungen unvermeidlich. Man bevorzugt daher zur Arbeitspunktstabilisierung die Schaltung nach Bild 4.2.-4b. Durch den Spannungsteiler R_1, R_2 wird die Basisspannung festgelegt und durch R_E der Einfluß von Exemplarstreuungen und Temperaturschwankungen ausgeglichen. Man wählt den Querstrom durch R_1, R_2 etwa 10mal so groß wie den Basisstrom I_B^0. Eine Temperaturänderung bewirkt eine Änderung der Basis-Emitter-Spannung um etwa -2 mV/K. Diese Zusatzspannung würde zu einer Verlagerung (sog. Drift) des Arbeitspunktes führen. R_E bewirkt die erforderliche Stabilisierung durch Gegenkopplung, indem eine entgegengesetzt wirkende Spannung an R_E auftritt (zum Prinzip der Gegenkopplung s. Abschn. 4.2.1.1.4.).

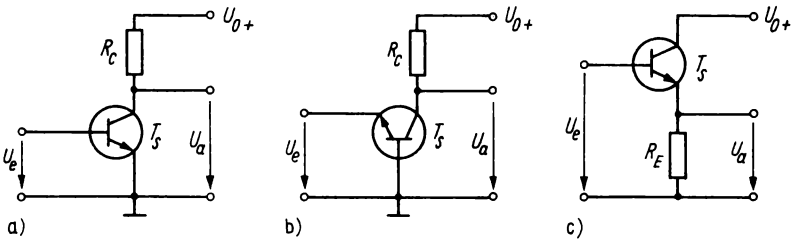


Bild 4.2.-4. Möglichkeiten der Arbeitspunkteinstellung und -stabilisierung
a Stromeinspeisung in die Basis
b Basisspannungsteiler und Stromgegenkopplung
c wie *b*, jedoch zusätzliche Temperaturkompensation durch die Diode
statt T_S lies *Ts*

Bild 4.2.-4c zeigt eine Stabilisierungsschaltung mit nichtlinearem Bauelement, das auf der gleichen Temperatur wie der Transistor gehalten wird. Seine Flußspannung hat den gleichen Temperaturgang wie die Basis-Emitter-Spannung des Transistors. Damit kompensiert sich weitgehend die Temperaturabhängigkeit des Transistors in der Schaltung. Natürlich lassen sich hier auch geeignete Thermistoren einsetzen. Für eine gute Temperaturkompensation integriert man die Diode und die Verstärkerschaltung auf einem Chip.

4.2.1.1.3. Verstärker für Gleichspannung

Bei der galvanischen Kopplung mehrerer Stufen in einem Gleichspannungsverstärker bereiten die Pegeldifferenzen zwischen Ein- und Ausgang und zwischen aufeinanderfolgenden Stufen, die Temperaturabhängigkeit der Transistoren (Temperaturdrift) und Veränderungen durch Alterung von Bauelementen Schwierigkeiten. Eine Pegeldifferenz ließe sich durch Zwischenschalten einer entsprechend gepolten hochkonstanten Spannungsquelle zwischen Kollektor der vorhergehenden und Basis der folgenden Stufe überbrücken, jedoch müßte diese insgesamt durch das Signal gegen Masse verschiebbar sein. Hierfür kann eine Z-Diode eingesetzt werden, jedoch ist der erforderliche Strom durch diese zu beachten. Einfacher sind die im Bild 4.2.-5 a, b gezeigten Kopplungsmöglichkeiten.

Natürlich müssen hier die Versorgungsspannungen stabil sein. Temperaturdrift und Drift durch Alterung wirken wie zum Signal zu addierende zusätzliche Spannungen. Bei empfindlichen, mehrstufigen Verstärkern könnten diese Driftsignale zu einer Übersteuerung (d. h. dem Versagen) der letzten Stufen führen. Zur Driftkompensation werden daher sinngemäß alle die Verfahren (besonders die Gegenkopplung) angewendet, die bereits bei der Arbeitspunktstabilisierung erwähnt wurden.

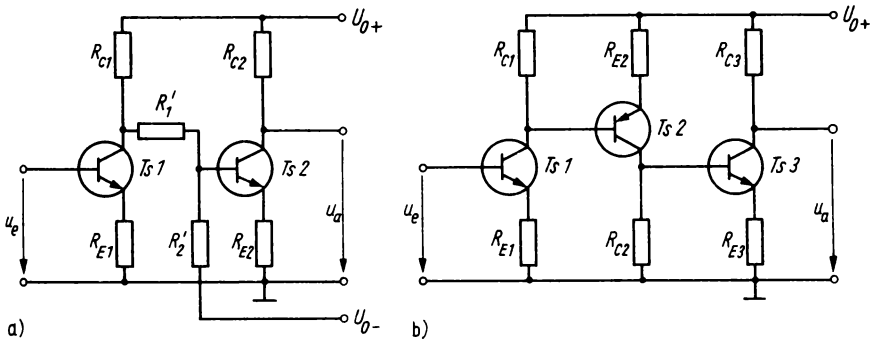


Bild 4.2.-5. Mögliche Kopplungsarten von Gleichspannungsverstärkern
a Widerstandskopplung (Neben der gewünschten Pegelverschiebung tritt eine unerwünschte Dämpfung auf.)
b direkte Kopplung von komplementären Verstärkerstufen

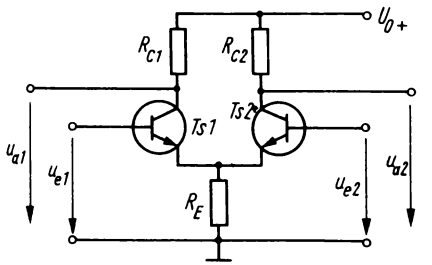


Bild 4.2.-6. Einfacher Differenzverstärker

Für bestimmte Zwecke setzt man „Zerhackerverstärker" ein, bei denen die Eingangsgröße zunächst durch periodisches Umpolen oder Kurzschließen in ein Wechselsignal umgeformt (moduliert) wird, danach in einem *RC*-Verstärker verstärkt und schließlich wieder gleichgerichtet (demoduliert) wird. Eine weitere Möglichkeit, die Gleichspannungsdrift weitgehend zu kompensieren, bietet der Differenzverstärker. Er besteht im Prinzip aus zwei parallelliegenden, gemeinsam gegengekoppelten Verstärkern (Bild 4.2.-6), deren Driften nahezu gleich sind. Die Drift tritt daher zwischen den beiden Ausgängen fast nicht in Erscheinung. Legt man die Eingangsgröße zwischen die Eingangsklemmen der beiden Verstärker, so steht die Ausgangsgröße zwischen den Ausgangsklemmen an. Diese Möglichkeit wird beim Aufbau von Operationsverstärkern genutzt (s. u.).

4.2.1.1.4. Verstärker für kleine Signale

Einen zweistufigen *RC*-Verstärker zeigt Bild 4.2.-7. Anhand des Kennlinienfeldes des npn-Transistors in Emitterschaltung (Bild 4.2.-8) sei noch einmal der Verstärkungsvorgang betrachtet. Eine sinusförmige Eingangsspannung u_e führt zu einem Eingangsstrom i_B (im III. Quadranten abzulesen), dieser steuert den Kollektorstrom i_C (im II. Quadranten abzulesen), der wiederum am Arbeitswiderstand die Ausgangsspannung u_a erzeugt (im I. Quadranten abzulesen). Offensichtlich müssen bei großer Amplitude von u_e wegen der Krümmung der Kennlinien Nichtlinearitäten auftreten. Man ersieht jedoch aus Bild 4.2.-8, daß die gekrümmten Kennlinien $I_B(U_{BE})$ und $I_C(I_B)$ in der Nähe des Arbeitspunktes für kleine Amplituden gut durch ihre Tangenten angenähert werden können. Je kleiner die Amplituden, desto besser wird die Proportionalität zwischen u_e und u_a. Die entsprechenden Abhängigkeiten lassen sich also durch lineare Gleichungen, die sog. „Vierpolgleichungen"

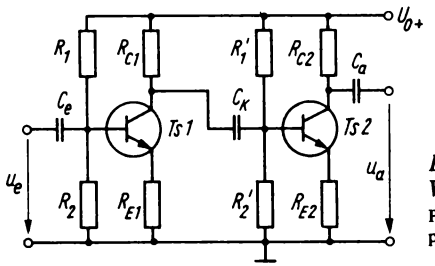


Bild 4.2.-7. Zweistufiger Wechselspannungsverstärker
Pegeldifferenzen werden vom Koppelkondensator ausgeglichen

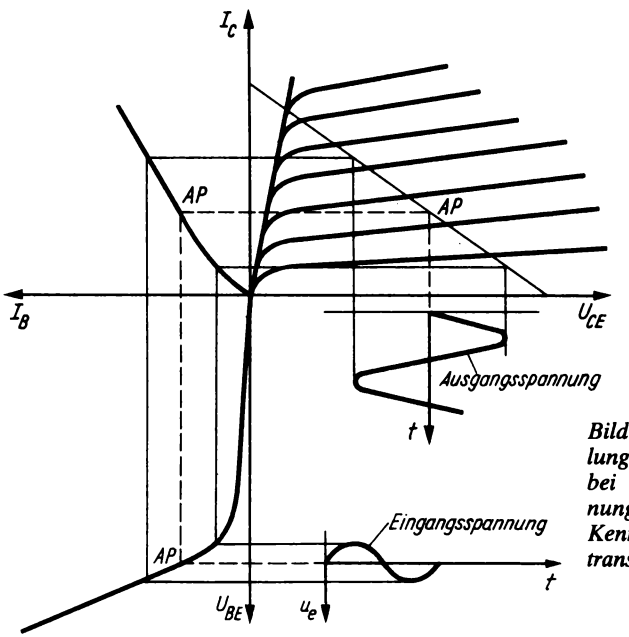


Bild 4.2.-8. Grafische Ermittlung der Ausgangsspannung u_a bei gegebener Eingangsspannung u_e aus dem vollständigen Kennlinienfeld eines Bipolartransistors

„Vierpolgleichungen“

$$u_{BE} = h_{11} i_B + h_{12} u_{CE}$$
$$i_C = h_{21} i_B + h_{22} u_{CE} \qquad (4.2.\text{-}6)$$

beschreiben. Sie geben das Verhalten des Transistors als Vierpol (d. h. einer Schaltung mit zwei Eingangs- und zwei Ausgangsklemmen) an. Die Vierpolparameter h_{ij} (hier: Hybridparameter) sind für NF-Transistoren reell und haben eine anschauliche Bedeutung. So ist z. B. für $u_{CE} = 0$: $h_{11} = u_{BE}/i_B \approx r_{BE}$ der Eingangswiderstand des Vierpoles bei dynamisch kurzgeschlossenem Ausgang. Damit läßt sich für den Transistor eine Wechselstrom-Ersatzschaltung entsprechend Bild 4.2.-9 bilden (Hier wurde die Spannungsrückwirkung h_{12} vernachlässigt.). Eine genauere Betrachtung berücksichtigt weitere Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten. Hinsichtlich dieser Einflüsse sowie der Vierpoltheorie kann hier nur auf die einschlägige Literatur verwiesen werden.

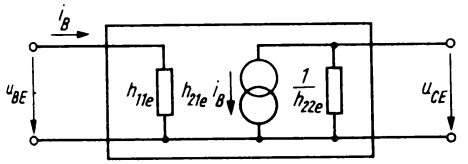


Bild 4.2.-9
Vereinfachtes Vierpolersatzschaltbild eines Bipolartransistors in Emitterschaltung für niedrige Frequenzen

Man definiert für den Verstärker u. a. folgende Kennwerte:

Spannungsverstärkung $V_u = U_a/U_e$, Stromverstärkung $V_i = I_a/I_e$
Leistungsverstärkung $V_p = V_u \cdot V_i$, Eingangswiderstand $Z_e = U_e/I_e$
Ausgangswiderstand $Z_a = U_a/I_a$.

Bei Erhöhung der Signalfrequenz über eine bestimmte Grenze hinaus sinkt infolge des Einflusses von Kapazitäten, Induktivitäten und Laufzeiteffekten die Verstärkung ab. Als Grenzfrequenz bezeichnet man diejenige Frequenz, bei der die Verstärkung auf den Wert $1/\sqrt{2}$ absinkt. Wechselspannungsverstärker besitzen neben der oberen Grenzfrequenz f_0 auch eine untere Grenzfrequenz f_u, die durch Koppelkondensatoren und evtl. Emitterkombinationen bedingt werden (Bild 4.2.-10). Nichtlineare Verzerrungen des Signals charakterisiert man durch den Klirrfaktor. Er ist das Verhältnis des Effektivwertes der Oberwellen zum Effektivwert der Ausgangsspannung bei sinusförmiger Eingangsspannung. Entsprechend dem oben zur Linearität Gesagten nimmt dieser mit Vergrößerung der

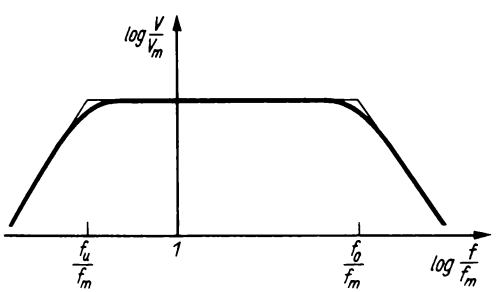


Bild 4.2.-10
Zum Frequenzverhalten eines RC-Verstärkers

Aussteuerung zu. Sowohl Verzerrungen als auch Grenzfrequenzen und Verstärkung lassen sich durch Rückkopplung beeinflussen. Rückkopplung ist die Rückführung eines Teils des Ausgangssignals zum Eingang. Je nachdem, ob das rückgeführte Signal dem Eingangssignal entgegenwirkt, oder dieses unterstützt, spricht man von Gegenkopplung oder Mitkopplung.

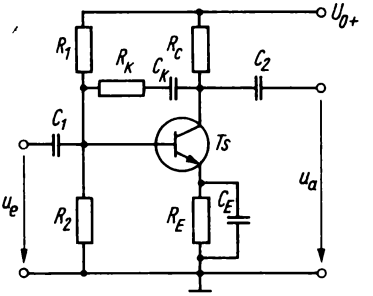


Bild 4.2.-11
RC-Verstärker mit Arbeitspunktstabilisierung und frequenzabhängiger Spannungsgegenkopplung

Bild 4.2.-11 zeigt eine *RC*-gekoppelte Verstärkerstufe mit Arbeitspunktstabilisierung und Parallel-Spannungsgegenkopplung über C_k und R_k. (Hier wird das Ausgangssignal, die Spannung u_C, dem Eingangssignal parallel geschaltet, d. h., zum Basisstrom i_B wird der durch R_K und u_C bestimmte Strom addiert). Durch die Gegenkopplung wird die wirksame Verstärkung der Schaltung verringert. Für den Knoten *k* läßt sich schreiben:

$$i_B = i_e + i_k \,. \tag{4.2.-7}$$

Weiter gilt

$$i_k = \frac{u_C}{R_K} = -\frac{R_C}{R_K} i_C \,. \tag{4.2.-8}$$

Mit

$$h_{21} = \beta = \frac{i_C}{i_B} \tag{4.2.-9}$$

ergibt sich für den gegengekoppelten Transistor

$$\beta' = \frac{i_C}{i_e} = \frac{1}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_K}}. \tag{4.2.-10}$$

Aus (4.2.-10) folgt, daß die Stromverstärkung des gegengekoppelten Transistors β' sich für große β dem Teilerverhältnis R_C/R_K nähert; frequenz-, temperatur-, alterungs- oder spannungsbedingte Änderungen von β werden also durch die Gegenkopplung reduziert.

Aus (4.2.-10) ergibt sich (durch logarithmische Differentiation)

$$\frac{\Delta\beta'}{\beta'} = \frac{1}{1 + \frac{R_C}{R_K}\beta} \frac{\Delta\beta}{\beta}. \tag{4.2.-11}$$

Für z. B. $R_C/R_k = 1/10$ und $\beta = 200$ geht eine Änderung der Stromverstärkung von 10 % nur mit 1/21, d. h. mit weniger als 0,5 %, ein! Gleiches gilt für die Verbesserung der Linearität usw.

4.2.1.1.5. Verstärker für große Signale

Große Signale werden von „Leistungs"- oder „Endstufen" erzeugt. Diese müssen gesondert betrachtet werden, da hier wegen der großen Aussteuerung die Kleinsignalbetrachtung nicht mehr zutrifft.

Endstufen sollen einen möglichst großen Wirkungsgrad (d. h. eine geringe Verlustleistung) bei hohem Eingangswiderstand, geringem Ausgangswiderstand und dementsprechend hohem Ausgangsstrom und großer Ausgangsspannung haben. Die erforderliche Linearität zur Erzielung einer ausreichenden Verzerrungsfreiheit wird sowohl durch Gegenkopplung als auch durch Gegentaktschaltung, die besonders bei AB-, B- und C- Betrieb eingesetzt werden, erzielt.

Im allgemeinen haben Leistungsstufen einen gegen Masse liegenden, d. h. einen unsymmetrischen, Ausgang. Dabei kann der Verbraucher einseitig mit Masse verbunden werden, was für dessen Aufbau günstig ist.

In Großsignalverstärkern werden Leistungstransistoren eingesetzt, die, falls erforderlich, bis an die Grenzen des Arbeitsbereiches (s. Bild 4.2.-3, $U_{CB} = 0$, $I_B = 0$) ausgesteuert werden.

Je nach Lage des Arbeitspunktes ergibt sich (s. Bild 4.2.-3):

A-Betrieb. Der Arbeitspunkt liegt in der Mitte des Aussteuerbereiches, die Aussteuerung erfolgt symmetrisch zum Arbeitspunkt, im Transistor wird eine relativ hohe Verlustleistung $P_V^0 = I_C^0 U_{CE}^0$ auch ohne Signal umgesetzt. Dabei ergibt sich ein Wirkungsgrad von maximal 25 %. Damit der Transistor nicht überlastet wird, ist bei der Dimensionierung der Schaltung darauf zu achten, daß die Arbeitsgerade stets unterhalb der Verlusthyperbel P_{Vzul} verläuft.

B-, AB-Betrieb. Der Arbeitspunkt liegt in der Nähe des Punktes B im Bild 4.2.-3, d. h. im unteren Teil des Aussteuerbereiches. Es fließt im Arbeitspunkt nur ein sehr geringer Strom. Der Wirkungsgrad wird höher als im A-Betrieb (etwa 65 %), allerdings treten wegen der starken unterschiedlichen Verstärkung für positive und negative Signalteile starke Verzerrungen auf.

Die Verzerrungen lassen sich dadurch verringern, daß zwei Stufen (die eine für die positive Halbwelle, die andere für die negative Halbwelle) in „Gegentakt" geschaltet werden. Bild 4.2.-12 zeigt als Beispiel einen komplementären Emitterfolger im AB-Betrieb. Positive Signalteile werden im wesentlichen durch Ts1, negative Signalteile durch Ts2 verstärkt, die Summation beider Ströme in R_a er-

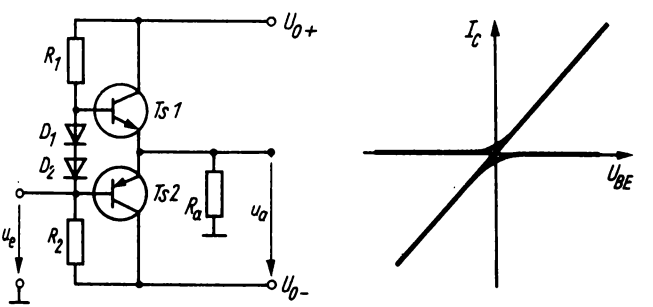


Bild 4.2.-12. Komplementärer Emitterfolger im AB-Betrieb mit linearisierter Übertragungskennlinie

gibt die gezeigte lineare Kennlinie. Anstelle der Komplementärtransistoren können bei Abwandlung der Schaltung auch gleichartige Transistoren eingesetzt werden, die dann mit um jeweils 180° gedrehtem Signal angesteuert werden. Hinsichtlich dieser Schaltungen sei auf die einschlägige Literatur verwiesen.

C-Betrieb. Der Arbeitspunkt liegt im Sperrbereich, der Transistor wird erst durch das Signal geöffnet. Dadurch treten zwar hohe Verzerrungen auf (Es werden nur positive Signalteile übertragen.), jedoch wird der Wirkungsgrad ebenfalls hoch. „Senderverstärker" werden nach diesem Prinzip aufgebaut, bei denen es darauf ankommt, eine maximale Leistung in einen Schwingkreis zu pumpen, wobei die gewünschte Sinusform des Signals durch die Schwingkreisresonanz erzielt wird.

D-Betrieb. Der Arbeitspunkt liegt im Negativen, der Verstärker wird nur durch Impulse aufgesteuert und dient zur Impulsverstärkung.

Schaltverstärker. Steuert man die Transistoren durch Rechteckspannungen an, so daß sie entweder voll sperren oder leiten, kann man die Verlustleistung im Transistor außerordentlich gering halten, da der Transistor nur als Schalter wirkt, der entweder keinen Strom durchläßt oder nur einen sehr kleinen Spannungsabfall besitzt. Hierbei wird die Arbeitsgerade sprunghaft durchfahren, und sie darf wegen der Wärmeträgheit des Chips die Verlusthyperbel schneiden, ohne daß eine Überhitzung der Grenzschicht erfolgt. Der Schaltverstärker hat den höchsten Wirkungsgrad, allerdings läßt sich die Ausgangsleistung nur durch Veränderung der Dauer der Rechteckspannung, nicht mehr durch deren Amplitude steuern.

4.2.1.1.6. Operationsverstärker

Operationsverstärker (OV) sind universell einsetzbare Gleichspannungsverstärker mit sehr großer Verstärkung, hohem Eingangswiderstand, geringem Ausgangswiderstand und geringer Drift. Sie wurden ursprünglich in diskreter Technik als Rechenverstärker für Analogrechner entwickelt. Da man sie heute in integrierter Technologie billig und in großen Stückzahlen herstellen kann, haben sie

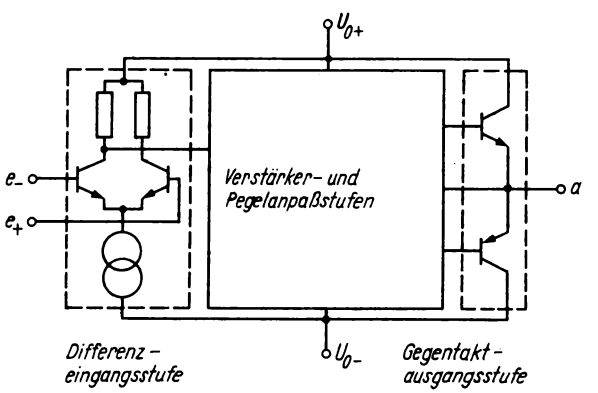


Bild 4.2.-13. Prinzipieller Aufbau eines Operationsverstärkers

eine weite Verbreitung in der Technik gefunden. Ihre hohe Verstärkung gestattet, in rückgekoppelten Schaltungen eine sehr hohe Stabilität zu erzielen. Anstelle früher gern verwendeter Transistorschaltungen setzt man heute selbst bei geringer notwendiger Verstärkung einen Operationsverstärker ein. OV werden in breiter Palette, auch mit besonders gezüchteten Eigenschaften, wie besonders hoher Eingangswiderstand, hoher Driftarmut, hoher Grenzfrequenz, Rauscharmut, angeboten.

Der Operationsverstärker besitzt stets eine Differenzeingangsstufe (Bild 4.2.-13), die die notwendige Driftarmut garantiert. Auf sie folgen weitere Verstärker- und Pegelanpaßstufen sowie im Ausgang meist eine Gegentaktendstufe. In der Differenz-Eingangsstufe wird der von der Stromquelle gelieferte Strom entsprechend den an e_+ und e_- angelegten Spannungen aufgeteilt. An den Kollektorwiderständen stehen also gegenläufige, der Differenz der Eingangsspannungen $u_P - u_N$ proportionale Spannungen mit sehr geringer Drift an. Das Schaltsymbol und die Anschlußgrößen zeigt Bild 4.2.-14. Es gilt

$$u_{Diff} = u_P - u_N \tag{4.2.-12}$$

$$u_a \approx V_{Diff} u_{Diff}. \tag{4.2.-13}$$

Am Ausgang steht die verstärkte Differenzeingangsspannung gegen Masse an (Sie wird in gewissem Maße durch die sog. Gleichtakt-Eingangsspannung $u_{Gl} = (u_P + u_N)/2$ beeinflußt; wir wollen diese „Gleichtaktverstärkung" hier jedoch vernachlässigen.). e_+ wird nichtinvertierender Eingang genannt, weil eine dort angelegte positive Spannung zu einem positiven Ausgangssignal führt, eine positive Spannung am invertierenden Eingang e_- führt zu einer negativen Ausgangsspannung.

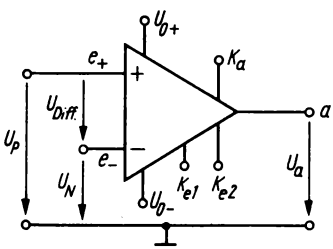


Bild 4.2.-14. Operationsverstärker: Schaltsymbol und Anschlußklemmen

e_+ nicht invertierender Eingang
e_- invertierender Eingang
a Ausgang
K_{e1} Anschluß für Eingangsfrequenzkompensation
K_{e2} Anschluß für Eingangsfrequenzkompensation
K_a Anschluß für Ausgangsfrequenzkompensation
U_{0+} Anschluß für die positive Versorgungsspannung
U_{0-} Anschluß für die negative Versorgungsspannung

Die Übertragungskennlinie eines OV, d. h. die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Differenzeingangsspannung u_D, zeigt Bild 4.2.-15. Sie ist zwischen positivem und negativem Übersteuerungsbereich nahezu linear. In der Regel benötigen Operationsverstärker zwei (je eine positive und eine negative) Betriebsspannungen zwischen 10 und 20 V. Die Ausgangsspannung erreicht im Sättigungsfall nahezu diese Werte. Infolge bei der Fertigung nicht vermeidbarer Unsymmetrien im Verstärkeraufbau läuft die Kennlinie nicht exakt durch den Nullpunkt. Diese Verlagerung wird als „Offset" bezeichnet. Als Gleichspannungsverstärker besitzt der OV eine obere Grenzfrequenz. Bei schneller Übersteuerung durch eine Großsignal-Rechteckspannung folgt der OV unabhängig von der Sprungamplitude nur mit einer maximalen Anstiegsgeschwindigkeit, die als „slew rate" bezeichnet wird und 0,25 ... > 10 V/µs beträgt.

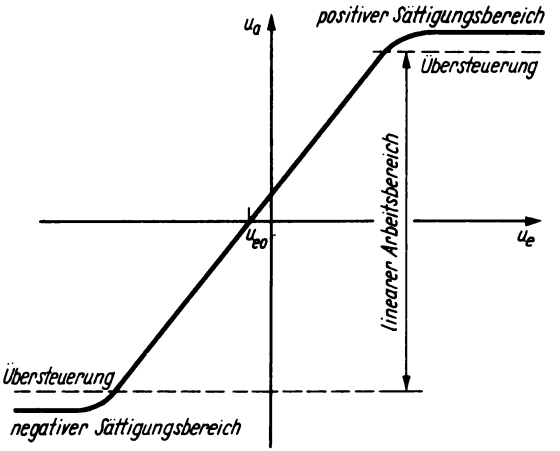


Bild 4.2.-15. Übertragungskennlinie eines Operationsverstärkers

Weitere Definitionen und Richtwerte sowie den Vergleich realer und idealer Werte zeigt Tafel 4.2.-3.

Tafel 4.2.-3. Wichtige Eigenschaften des idealen und des realen Operationsverstärkers

Kennwert		ideal	real
Differenzverstärkung	$V_{Diff} = \frac{u_a}{u_{Diff}/u_{GI} = 0}$	∞	$10^3 - 10^6$
Gleichtakt-Verstärkung	$V_{GI} = \frac{u_a}{u_{GI}/u_{Diff} = 0}$	0	$10^{-1} - 10^2$
Gleichtaktunterdrückung	$G = \frac{V_{Diff}}{V_{GI}}$	∞	$10^3 - 10^5$
Differenz-Eingangswid.	$r_{Diff} = \frac{U_P}{I_P} = \frac{U_N}{I_N}$	∞	ca $10^5\,\Omega$
Ausgangswiderstand	$r_a = \frac{U_a}{I_a}$	0	$10 - 100\,\Omega$
Gleichtakt-Eingangswid.	$r_{GI} = \frac{U_{GI}}{I_{GI}}$	∞	ca. $100 \times r_{Diff}$
Eingangs-Offsetspannung (muß an den Eingang gelegt werden, damit $U_a = 0$)	$U_{IO} = U_P - U_N/u_a = 0$	0	0,5 – 5 mV
Eingangsruhestrom	$I_P = I_N$	0	100 pA – 2 µA
Eingangs-Offsetstrom (Differenz der Eingangsströme, damit $U_a = 0$)	$I_{IO} = I_P - I_N/u_a = 0$	0	40 pA – 0,5 µA

Zum Teil sind Operationsverstärker in der Betriebsspannungszuführung durch integrierte Dioden gegen Falschpolung geschützt. Äußere Beschaltung von OV, die Schutz vor Überlastungen durch Eingangs- und Ausgangsgrößen gewähren,

sind im Bild 4.2.-16 zusammengestellt. Hier wird der OV, wie auch in den folgenden Ausführungen, in denen Schaltungsprinzipien erläutert werden sollen, stets mit unendlich hohem Eingangswiderstand, verschwindendem Ausgangswiderstand und sehr hoher Verstärkung, d. h. als „idealer OV", angesehen.

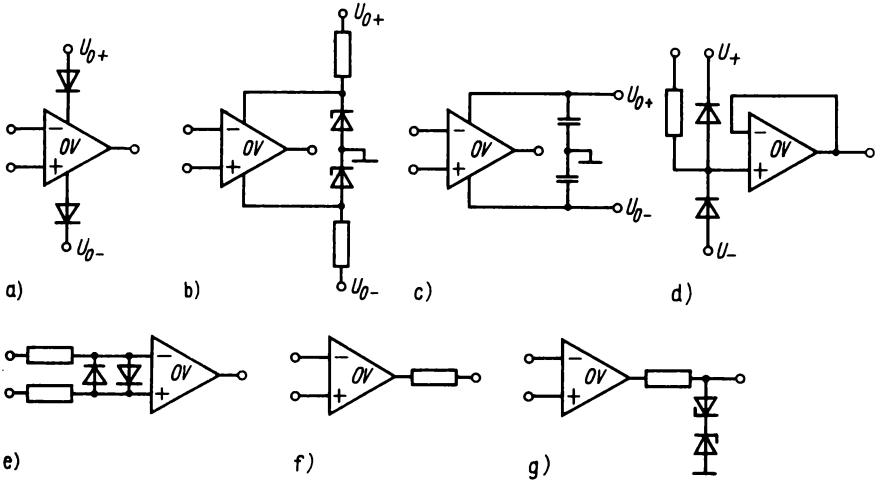


Bild 4.2.-16. Häufig angewandte Schutzschaltungen für Operationsverstärker
a Schutz gegen Falschpolung
b Schutz gegen zu hohe Versorgungsspannungen
c Schutz gegen Störimpulse auf den Versorgungsleitungen
d Schutz gegen Überspannung am Eingang
e Schutz gegen zu hohe Differenz-Eingangsspannungen
f Schutz gegen zu hohe Lastströme
g Schutz gegen von der Belastung hervorgerufene Überspannungen

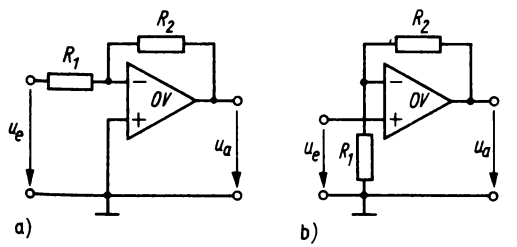


Bild 4.2.-17. Grundschaltungen von Operationsverstärkern
a invertierender Verstärker
b nichtinvertierender Verstärker (Elektrometerverstärker)

Zum Aufbau von Verstärkern mit Operationsverstärkern verwendet man zwei Grundschaltungen, die im Bild 4.2.-17 dargestellt sind: Den invertierenden und den nichtinvertierenden Verstärker. In jedem Falle wird durch eine entsprechende Gegenkopplung die gewünschte Verstärkung eingestellt.

Beim invertierenden Verstärker handelt es sich (Bild 4.2.-17a) um eine Parallelspannungsgegenkopplung (s. auch 4.2.1.1.4.). Die Gesamtverstärkung

$V = u_a/u_e$ ergibt sich durch Anwendung des Knotenpunktsatzes auf den invertierenden Eingang:

$$\frac{u_e}{R_1} = -\frac{u_a}{R_2} \tag{4.2.-14}$$

zu

$$V = -\frac{R_2}{R_1}. \tag{4.2.-15}$$

Die Gleichungen gelten für ideale Operationsverstärker. Im allgemeinen kann man für Operationsverstärker diese Annahmen machen. Die Wirkung der Gegenkopplung kann für diesen Verstärker sehr anschaulich in der folgenden Weise erklärt werden: Da der Verstärker eine sehr hohe Verstärkung hat, braucht am Eingang nur eine sehr kleine Spannung angelegt zu werden, um die erforderliche Ausgangsspannung hervorzurufen. u_D, die Eingangsspannung des Operationsverstärkers selbst, wird also sehr klein sein, und u_e wird damit groß gegen u_D. Es gilt

$$u_e \gg u_D \approx 0. \tag{4.2.-16}$$

Da der nicht invertierende Eingang auf Null liegt und die Differenzspannung zwischen diesem und dem invertierenden Eingang so gering ist, spricht man von einer „virtuellen Null" an e_- beim invertierenden Verstärker. Daraus folgt für den Eingangswiderstand dieser Schaltung sofort

$$R_e = R_1. \tag{4.2.-17}$$

Der Eingangsstrom der Schaltung wird

$$i_e = \frac{u_e}{R_1}. \tag{4.2.-18}$$

Mit Hilfe der Verstärkung V des gegengekoppelten Verstärkers ergibt sich dann

$$u_a = Vu_e = Vi_eR_1. \tag{4.2.-19}$$

Die Ausgangsspannung wird also proportional zum Eingangsstrom, d. h., man kann durch Fortlassen des (Eingangs-) Widerstandes R_1einen Strom-Spannungswandler zur niederohmigen Messung von Strömen aufbauen. Da der Strom unmittelbar gegen die (virtuelle) Null gemessen wird und nur ein verschwindend kleiner Spannungsabfall auftritt, eignet sich diese Schaltung besonders zur Messung von Fotoströmen.

Die im Bild 4.2.-17b dargestellte Schaltung (nicht invertierender Verstärker) wird auch als Elektrometerverstärker bezeichnet, da ihr hoher Eingangswiderstand und die Funktion an die früher mit speziellen Elektrometerröhren aufgebauten Schaltungen zur Ladungsmessung erinnert. Es handelt sich hier um eine Serienspannungsgegenkopplung: Die Ausgangsspannung wird nach entsprechender Teilung durch R_1, R_2 mit der Eingangsspannung in Reihe („Serie") geschaltet.

Die Verstärkung der Schaltung ergibt sich mit

$$u_e = u_a \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{4.2.-20}$$

zu

$$V = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \tag{4.2.-21}$$

Der Strom durch R_2 wird

$$i_{R_2} = \frac{u_e}{R_1}. \tag{4.2.-22}$$

Der nicht invertierende Verstärker kann also als Spannungs-Stromwandler verwendet werden.

Setzt man $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$, so wird $V = 1$, man spricht dann von einem „Spannungsfolger", der als Impedanzwandler eingesetzt wird (Bild 4.2.-18). Der Eingangswiderstand des nicht invertierenden Verstärkers ist praktisch gleich dem Gleichtakteingangswiderstand ($r_{GI} = 10^2 \ldots 10^3 r_{Diff}$). Da der invertierende Eingang durch die Gegenkopplung stets fast auf die Eingangsspannung gebracht wird, wird r_{Diff} damit praktisch unwirksam.

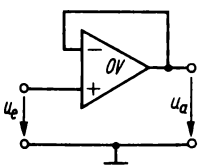


Bild 4.2.-18
Spannungsfolger

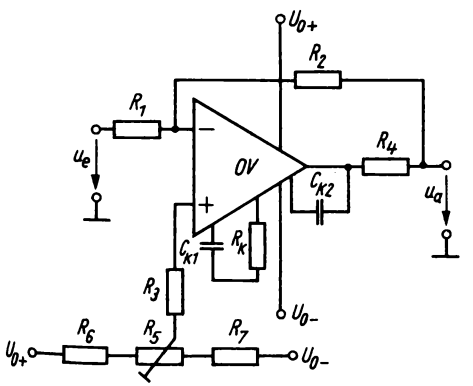


Bild 4.2.-19
Invertierender Verstärker mit Offset- und Frequenzkompensation

R_5, R_6, R_7	Kompensation der Offsetspannung
R_3	Kompensation des Offsetstromes
R_{K1}, C_{K1}	Eingangs-Frequenzkompensation $R_{K1} = (0 \ldots 2)\,k\Omega$ $C_{K1} = (10 \ldots 5000)\,pF$
C_{K2}	Ausgangs-Frequenzkompensation $C_{K2} = (2 \ldots 300)\,pF$
R_4	Schutzwiderstand $R_4 \approx 51\ \Omega$

Beim Aufbau von Schaltungen mit Operationsverstärkern kann zwar durch Gegenkopplung die Verstärkung stabilisiert und die Linearität extrem hoch gemacht werden, jedoch sind in der Praxis noch Kompensationen des Ruhestromes, der Offsetspannung und des Frequenzgangs erforderlich. Es handelt sich hier um Eigenschaften des realen Operationsverstärkers, von denen bisher bei der Beschreibung von Schaltungsprinzipien abgesehen wurde. Diese Kompensation führt man z. B. für den invertierenden Verstärker entsprechend Bild 4.2.-19 durch eine entsprechende Beschaltung mit Bauelementen nach Herstellerangaben aus. Die Frequenzgangkompensation ist erforderlich, damit der Verstärker (abhängig von der Verstärkung) nicht infolge von frequenzabhängigen Phasen-

drehungen innerhalb des OV ins Schwingen gerät, d. h., damit nicht aus der Gegenkopplung für bestimmte Frequenzen eine Mitkopplung wird. Der Hersteller schreibt für R_k, C_{k1} und C_{k2} in Abhängigkeit von der Verstärkung bestimmte Werte vor. So ist z. B. beim OV A 109, einem OV mit hoher Verstärkung für universellen Einsatz, R_k stets 1,5 kΩ, für $V = 1$: $C_{k1} = 4700$ pF und $C_{k2} = 200$ pF; für $V = 10^4$: $C_{k1} = 100$ pF und $C_{k2} = 3$ pF. Die Universalität der Operationsverstärker bedingte deren vielseitigen Einsatz: Strom-Spannungswandler, Spannungs-Stromwandler, Spannungsfolger wurden bereits im Zusammenhang mit den Grundschaltungen beschrieben. Hinsichtlich des Einsatzes in Konstantstrom- oder -spannungsquellen, als Filter und Selektivverstärker im Zusammenspiel mit frequenzabhängigen Rückkopplungen sei auf die Literatur verwiesen. Der Einsatz in Oszillatoren sei kurz qualitativ erläutert.

Eine selbstschwingende Schaltung (Oszillator) entsteht, wenn bei einem Verstärker eine frequenzabhängige Rückkopplung zur Mitkopplung wird, d. h., wenn auf den Eingang eine solche Spannung zurückgeführt wird, daß die Ausgangsspannung gerade wieder hergestellt wird. Trennt man den Rückkoppelungszweig z. B. am Verstärkereingang auf, so erhält man an den dadurch entstehenden beiden Anschlüssen die gleichen Signale. Die „Kreisverstärkung" ist dann 1.

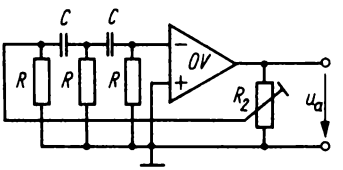


Bild 4.2.-20
Phasenschieber-Oszillator
$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$

Bild 4.2.-20 zeigt einen sog. Phasenschieberoszillator. Die bei der Beschaltung des invertierenden Eingangs für die Mitkopplung notwendige Phasendrehung des Ausgangssignals (des hier invertierenden Verstärkers) von 180° wird durch die *RC*-Glieder (z. B. 3 × 60°) erzeugt. Natürlich läßt sich die Mitkopplung auch durch andere Phasendrehglieder erzeugen.

Hinsichtlich des Einsatzes von OV in Rechenschaltungen sei auf den Abschnitt 4.2.1.3. hingewiesen.

4.2.1.2. Hydraulische und pneumatische Verstärker

Charakteristisches Merkmal der hydraulischen und pneumatischen Verstärker ist neben der Leistungsverstärkung einmal die Übereinstimmung von Versorgungs- und Ausgangsenergie (z. B. hydraulischer oder pneumatischer Druck) und zum anderen der Arbeitskolben, der den Ausgangsdruck in mechanische Energie umwandelt. Die Art der Eingangsenergie (Steuerenergie) ist bei diesen Verstärkern weitgehend frei wählbar, d. h., ein hydraulischer oder pneumatischer Verstärker kann sowohl durch hydraulische oder pneumatische, aber auch mechanische, elektrische, thermische usw. Eingangsenergie gesteuert werden. Hydraulische und pneumatische Verstärker bestehen somit üblicherweise aus einem hydraulischen oder pneumatischen Verstärker im engeren Sinne sowie gegebenenfalls eingangs- und/oder ausgangsseitig angeordneten Wandlerelementen. Besonders

hieraus ergibt sich eine gute Anpaßbarkeit an konkrete Automatisierungsaufgaben.

Ein typisches Unterscheidungsmerkmal hydraulischer und pneumatischer Verstärker ist der erzielbare Ausgangsdruck. Ein weiteres Unterscheidungsmerkmal besteht darin, daß hydraulische Verstärker stets bewegte Teile enthalten, pneumatische Verstärker sowohl mit als auch ohne bewegte Teile ausgeführt werden können.

4.2.1.2.1. Hydraulische Verstärker

In hydraulischen Verstärkern erfolgt die Steuerung des Druckstromes (Versorgungs- bzw. Hilfsenergie) durch *Doppelkolbenschieber, Strahlrohre* und z.T. auch durch die in der Pneumatik weit verbreitete Anordnung *Düse-Prallplatte.* Typisch für die konstruktive Gestaltung hydraulischer Verstärker ist, daß der eigentliche Verstärker und der Energiewandler am Ausgang (Arbeitskolben) zu einer Einheit zusammengefaßt sind. Werden von einer solchen Baugruppe elektrisch erzeugte Steuersignale verarbeitet, spricht man von *elektrohydraulischen Servoventilen.*

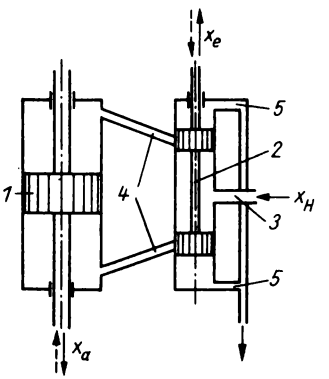


Bild 4.2.-21
Hydraulischer Doppelkolbenverstärker mit Arbeitskolben

Doppelkolbenverstärker

Das Wirkprinzip eines hydraulischen Doppelkolbenverstärkers ist im Bild 4.2.-21 dargestellt. In der gekennzeichneten Stellung des Steuerkolbens (*2*) sperrt dieser die beiden Ausgangskanäle (*4*); der Arbeitskolben (*1*) sowie der Druckstrom befinden sich in Ruhe. Wird der Steuerkolben hinreichend weit nach unten bewegt, werden beide Ausgangskanäle voll geöffnet; die Druckflüssigkeit strömt vom Druckstromanschluß x_H (*3*) über den unteren Ausgangskanal in den unteren Arbeitsraum und erzeugt dort den Arbeitsdruck. Dieser wird an der Kolbenstange wirksam. Gleichzeitig wird bei Bewegung des Arbeitskolbens Hydraulikflüssigkeit aus dem Raum oberhalb des Arbeitskolbens über den oberen Ausgangskanal und den oberen Abströmkanal (*5*) in die Rücklaufanordnung gedrückt. Wird der Steuerkolben aus der gezeichneten Stellung hinreichend weit nach oben bewegt, erfolgen die Flüssigkeitsströme (quasi) in umgekehrter Richtung, und der Arbeitskolben wird nach unten gedrückt. Die bisherige Erläuterung der Wirkungsweise zeigt, daß im Zwischenraum zwischen den beiden Kolben des Steuerkol-

bens (2) stets eine Kompensation des Druckes aus dem Druckstromanschluß x_H erfolgt, da er gleichzeitig auf die gegenüberliegenden Flächen beider Kolben des Steuerkolbens wirkt. Daraus resultiert eine in allen Stellungen leichte Verschiebbarkeit des Steuerkolbens, was das Stellen großer Ausgangsleistungen mit geringer Steuerleistung ermöglicht (Verstärkerwirkung). Bild 4.2.-22 zeigt die statische Kennlinie eines Doppelkolbenverstärkers. Durch unvermeidbare Fertigungstoleranzen kommt es zu für den praktischen Betrieb unwesentlichen Abweichungen der realen Kennlinie von der grundsätzlichen Betrachtungen zugrunde liegenden leichter handhabbaren idealisierten Kennlinie. Aus Bild 4.2.-22 kann erkannt werden, daß im Bereich des Koordinatenursprunges ein Bereich vorhanden ist, in dem das Ausgangssignal x_a praktisch nicht auf das Eingangssignal x_e (sog. Ansprechschwelle) reagiert. Den beiden sich anschließenden weitgehend linearen Aussteuerbereichen (I-Verhalten) folgt bei Übersteuerung jeweils ein typischer Sättigungsbereich. Durch Rückführungen kann auch anderes Zeitverhalten errzielt werden.

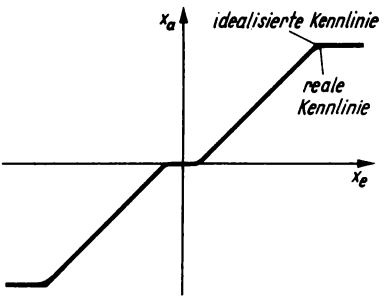


Bild 4.2.-22
Typische statische Kennlinie eines Doppelkolbenverstärkers

Strahlrohrverstärker

Strahlrohrverstärker haben eine relativ hohe Ansprechempfindlichkeit und einen guten Wirkungsgrad. Nachteilig kann sich jedoch die Neigung zu Schwingungen bemerkbar machen. Bild 4.2.-23 veranschaulicht das Funktionsprinzip. Der aus der Düse (2) eines (meist drehbar gelagerten) Strahlrohres (1) austretende Flüssigkeitsstrahl kann in zwei dicht nebeneinander liegenden Fangdüsen (4) und (5) aufgefangen werden und wird über Steuerkanäle (6) und (7) in die Zylinderräume des Stellkolbens (3) geleitet. Dabei wird die Energie des Flüssigkeitsstrahles über die Fläche der Fangöffnung in einen Druck gewandelt.

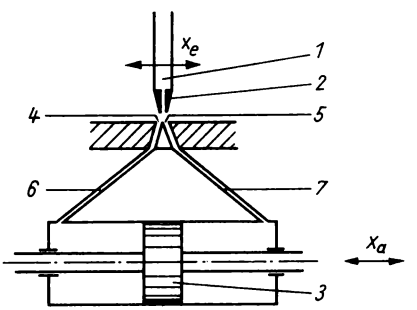


Bild 4.2.-23
Hydraulischer Strahlrohrverstärker

In der dargestellten Mittelstellung des Strahlrohres werden beide Fangdüsen gleichmäßig vom Flüssigkeitsstrahl getroffen, so daß der Druck im linken und rechten Zylinderraum des Stellkolbens (*3*) gleich ist. Der Stellkolben bleibt in der eingenommenen Stellung in Ruhe. Wird das Strahlrohr ausgelenkt, dann wird – je nach Auslenkung – die linke oder rechte Fangdüse stärker beaufschlagt; die entstehende Druckdifferenz wirkt auf die vergleichsweise große Kolbenfläche. Hierdurch entsteht die erwartete Verstärkerwirkung, und der Stellkolben wird in die durch die Auslenkung des Strahlrohres bestimmte Richtung gedrückt.

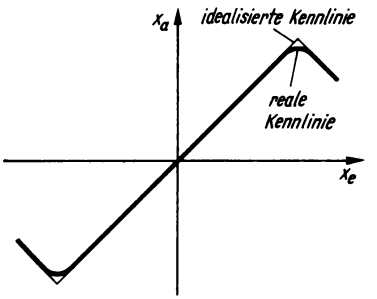


Bild 4.2.-24
Typische statische Kennlinie eines Strahlrohrverstärkers

Aus der im Bild 4.2.-24 dargestellten statischen Kennlinie ist zu ersehen, daß eine weitgehend lineare Aussteuerung in beiden Richtungen (I-Verhalten) möglich ist. Bei Übersteuerung fällt das Ausgangssignal x_a nach einem Sättigungsknick wieder ab.

Elektrohydraulische Verstärker

Elektrohydraulische Verstärker stellen eine vorteilhafte Kombination von vorwiegend elektromagnetischen Stelleinrichtungen und hydraulischen Verstärkern dar. Sie vereinen die gute Anpassungsfähigkeit und Steuerbarkeit elektromagnetischer Bauteile mit den großen Stellkräften, mit der hohen Stellgeschwindigkeit, mit der Überlastungsfestigkeit und Zuverlässigkeit hydraulischer Verstärker. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit der günstigen Ansteuerung durch elektronische Einrichtungen, wodurch sich ihr Einsatzfeld ständig vergrößert. Diese auch als elektrohydraulische Servoventile bezeichneten Anordnungen können einen ein-, zwei- oder dreistufigen hydraulischen Verstärker enthalten.

Als Beispiel soll die Funktion des im Bild 4.2.-25 dargestellten elektrohydraulischen Servoventils mit zwei hydraulischen Verstärkerstufen erläutert werden. Vom Grundaufbau her besteht das Servoventil aus einem elektromagnetischen Stellantrieb (*1*) und dem hydraulischen Gesamtverstärker (*2*). Die erste Verstärkerstufe arbeitet nach dem Prinzip Düse-Prallplatte und steuert die zweite nach dem Prinzip Kolben-Zylinder arbeitende Verstärkerstufe. Zwischen der ersten und der zweiten Verstärkerstufe befindet sich eine Rückführung (*5*). Bei elektrischer Ansteuerung der Steuerspule (*3*) wird über ein elektromechanisches Triebsystem eine Prallplatte (*4*) gegenüber zwei Düsen in Differenzanordnung ausgelenkt. Die dadurch in den beiden Steuerräumen des Steuerkolbens auftretende Druckdifferenz verschiebt diesen (entspricht Steuerung der zweiten Stufe). Diese Verschiebung vollzieht sich so lange, bis das über die Rückführfeder (*5*) wirkende Drehmoment gleich dem durch den elektrischen Steuerstrom erzeugten ist. Das

Düse-Prallplattenpaar befindet sich dann wieder in der Ausgangslage, und in beiden Steuerräumen wirkt der gleiche Druck. Die o. g. Rückführung wirkt folglich als Gegenkopplung und führt letztlich zu einer Rückstellung der Prallplatte in die Ausgangslage (vergleiche Prinzip des virtuellen Kurzschlusses bei Operationsverstärkern). Die beschriebene Wirkungsweise des elektrohydraulischen Servoventils nach Bild 4.2.-25 macht deutlich, daß bei derartigen Anordnungen das Ausgangssignal immer erst seinen stationären Endwert erreicht, wenn die Transportvorgänge von Hydraulikflüssigkeit abgeschlossen sind. Die Trägheit dieser Transportvorgänge hat zur Folge, daß beim praktischen Einsatz von Servoventilen neben dem statischen auch das Übergangsverhalten beachtet werden muß (vgl. Transportvorgänge im PN-Übergang und das daraus resultierende Schaltverhalten von Halbleiterdioden).

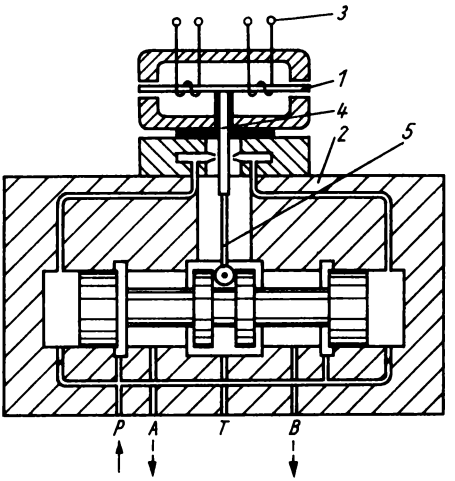


Bild 4.2.-25. Wirkprinzip eines elektrohydraulischen Servoventils

P Anschluß für Druckleitung
A, B Anschlüsse für Verbraucherleitungen
T Anschluß für Ablaufleitung

Düse-Prallplatte-Verstärker

Das Wirkprinzip ist dem der pneumatischen Düse-Prallplatte-Verstärker (s. Abschnitt 4.2.1.2.2.) äquivalent; es findet bei hydraulischen Verstärkern fast ausschließlich in Differenzschaltungen Anwendung, da sich hierbei die relativ großen von den steuernden Druckströmen hervorgerufenen Kräfte auf die Prallplatte weitgehend kompensieren (vgl. Servoverstärker).

Eine spezielle Form hydraulischer Verstärker stellen die hydraulischen Getriebe dar. Sie haben meist eine von einem Elektromotor mit Nebenschlußcharakteristik angetriebene Kolbenpumpe als Druckstromerzeuger und einen Kolbenmotor als Druckstromverbraucher (s. Abschn. 3.4.1.1.). Ihre wesentliche Aufgabe besteht in der Drehzahl- und/oder Momentenwandlung.

Mit den obigen Ausführungen konnte nur das Grundsätzliche einiger Wirkprinzipien hydraulischer Verstärker dargelegt werden. Für weiterführende Betrachtungen sei auf [17] verwiesen.

4.2.1.2.2. Pneumatische Verstärker

Wesentliche Aufgabe pneumatischer Verstärker ist die Steuerung des Druckes (seltener des Stromes) eines Druckluftstromes. Dabei kann prinzipiell zwischen Verstärkern mit mechanisch bewegten Teilen und Verstärkern ohne mechanisch bewegte Teile (sog. *strahlgesteuerte Verstärker*) unterschieden werden. Da diese Verstärker neben dem Fehlen mechanisch bewegter Teile als erstem Vorteil insbesondere auch in explosionsgefährdeter und/oder stark durch elektromagnetische Störfelder belasteter Umgebung eingesetzt werden können sowie für pneumatische Bauelemente hohe Arbeitsfrequenzen ermöglichen, gewinnen sie zunehmend an Bedeutung.

Für strahlgesteuerte Verstärker wird häufig der aus dem Angloamerikanischen stammende Ausdruck *Fluidic* verwendet; das Teilgebiet der Pneumatik, das sich speziell mit strahlgesteuerten Elementen befaßt, wird in Anlehnung an die Elektronik auch als *Pneumonik* bezeichnet.

Verstärker mit mechanisch bewegten Teilen

Die Wirkung pneumatischer Verstärker mit mechanisch bewegten Teilen beruht im wesentlichen auf einer Druckteilung. Daraus folgt, daß bei derartigen Verstärkern, die ohne aktive Elemente arbeiten, nur Verstärkungsfaktoren < 1 möglich sind. Sie werden trotzdem üblicherweise als Verstärker bezeichnet. Eine solche Druckteilerschaltung besteht aus zwei in Reihe geschalteten Drosselstellen, sog. pneumatischen Widerständen (vgl. elektrische Spannungsteiler), von denen einer oder auch beide veränderlich sein können (s. Bild 4.2.-26). Eine solche Anordnung wird auch als Druckkaskade bezeichnet, weil in ihr – ähnlich dem Staumauerprinzip – Druck von einem höheren Potential auf ein niedrigeres abfällt. Im sog. Kaskadenraum zwischen den beiden Drosseln entsteht bei Anlegen des Druckpotentials $p_e - p_0$ der Kaskadendruck p_K. Durch Verstellen einer oder auch beider Drosseln kann das Teilerverhältnis so eingestellt werden, daß der Ausgangsdruck p_a jeden beliebigen Wert im Intervall $p_e - p_0$ einnehmen kann.

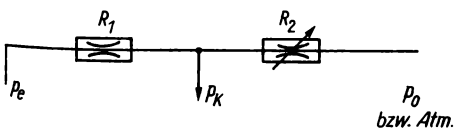


Bild 4.2.-26. Wirkprinzip einer Druckteilerschaltung

Ist z. B. die Drossel R_2 voll geöffnet (Strömungswiderstand $\rightarrow 0$), kann sich an ihr keine Druckdifferenz aufbauen, so daß der Eingangsdruck p_e voll über Drossel R_1 abfällt. Im Kaskadenraum wirkt dadurch der Druck p_0. Wird dagegen die Drossel R_2 geschlossen (Strömungswiderstand der Drossel $\rightarrow \infty$), wirkt im Kaskadenraum der Druck p_e. Für den praktischen Betrieb ist – abweichend von dieser allgemeinen Betrachtung – zu beachten, daß bei Veränderung der Drossel R_2 der Bereich $p_e - p_0$ nicht voll ausgesteuert werden kann, da auch eine „voll geöffnete" Drossel noch einen Restwiderstand besitzt. Häufigste Ausführungsform des einstellbaren Strömungswiderstandes ist die Düse-Prallplatte-Anordnung. Je nach Anordnung der Steuerdüse in Strömungsrichtung vor oder nach dem Kaska-

denraumunterscheidetman*Auslaßsteuerung*und*Einlaßsteuerung*(s.Bild4.2.-27). Nachteile dieser auch als Kaskadendrucksteuerungen bezeichneten Anordnungen sind der ständige Luftverbrauch und die geringe Ausgangsleistung. Um die zwischen den Drosseln entnommene Luftmenge möglichst klein halten zu können, werden üblicherweise nur Anschlußelemente mit geringem Speichervolumen (z. B. Wellrohr oder Membranen) nachgeschaltet.

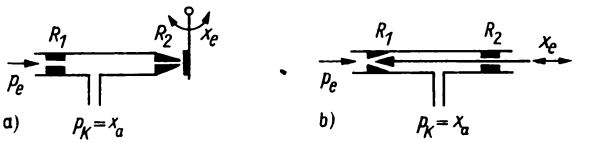


Bild 4.2.-27. Wirkprinzip von Kaskadendrucksteuerungen
a Auslaßdüsensteuerung
b Einlaßdüsensteuerung

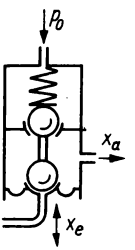


Bild 4.2.-28
Wirkprinzip einer Alternativdrucksteuerung mit Doppelkugel

Zur Betätigung von pneumatischen Anschlußelementen, die einen relativ hohen Luftverbauch bzw. großes Speichervolumen haben, werden pneumatische Verstärker mit sog. *Alternativdrucksteuerung* angewendet. Charakteristisches Steuerelement ist meist eine durch Stab verbundene Doppelkugel (s. Bild 4.2.-28). Im Ausgangszustand drückt die Feder die obere Kugel gegen den gehäusefesten Einlaßsitz. Die Versorgungsluft p_0 kann nicht zum Ausgang x_a fließen. Wird nun die Doppelkugel mit dem nachgebend angeordneten Auslaßsitz durch ein Steuerelement (meist über Membran) angehoben, kann die Versorgungsluft p_0 ungehindert (über den geöffneten oberen Kugelsitz) zum Ausgang x_a fließen. Anschlußelemente können so schnell mit Druckluft gefüllt werden. Der damit verbundene Druckanstieg zwischen den beiden Kugeln bewegt den Auslaßsitz nach unten; die Doppelkugel wird durch die Feder nachgeführt. Bei Erreichen eines eingestellten Gleichgewichtes schließt die obere Doppelkugel den Einlaßsitz ab. Ein weiterer Druckanstieg ist nicht mehr möglich. Erfolgt durch das Steuerelement eine weitere Absenkung des Auslaßsitzes, kann die Doppelkugel nicht folgen; der Auslaßsitz öffnet und läßt die Steuerluft ins Freie abströmen. Durch Kombination von Kaskadendruck- und Alternativdrucksteuerung können weitgehend die jeweiligen Vorteile (hohe Ansprechempfindlichkeit, kleine Steuerwege, große Ausgangsleistung, kleine Zeitkonstante) bei ebenso weitgehender Ausschaltung der jeweiligen Nachteile genutzt werden. Man spricht dann von einer kombinierten Kaskadendruck-Alternativdrucksteuerung.

Verstärker ohne mechanisch bewegte Teile

Verstärker ohne mechanisch bewegte Teile werden allgemein als *fluidische* Verstärker bezeichnet. Charakteristische Elemente dieser Verstärker sind eine oder auch mehrere Strahldüsen sowie eine oder auch mehrere Fangdüsen und dazwischen ein durch die freie Atmosphäre laufender Luftstrahl. Ihre Funktion beruht auf der gegenseitigen Beeinflussung der aus den Strahldüsen austretenden Luftstrahlen. In den Strahldüsen wird dabei die potentielle Energie fast vollständig in kinetische Energie umgeformt. Die Rückwandlung in statische Energie erfolgt in den Fangdüsen.

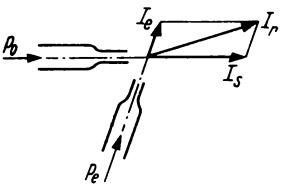


Bild 4.2.-29. Schematische Darstellung der Ablenkung eines Luftstrahles durch einen Steuerstrahl

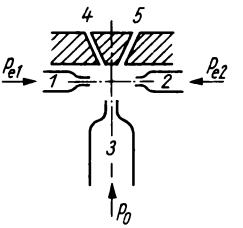


Bild 4.2.-30. Wirkprinzip eines symmetrischen Differenzverstärkers

Beim Impuls- oder Freistrahlverstärker wird z. B. der aus der Strahldüse austretende Luftstrahl p_0 durch den Steuerstrahl abgelenkt (Bild 4.2.-29). Der Impuls und damit die Richtung des resultierenden Strahles I_r ergibt sich durch Addition der Impulse der einzelnen Strahlen. Eine der häufigsten Ausführungsformen ist der symmetrische Differenzverstärker (Bild 4.2.-30). Steuergröße ist hierbei der Differenzausdruck $\Delta p_e = p_{e1} - p_{e2}$. Ist an den beiden Eingängen (*1*) und (*2*) keine Druckdifferenz vorhanden, wird der Hauptstrahl p_0 (Hilfsenergie) nicht abgelenkt; er verteilt sich somit gleichmäßig auf beide Fangdüsen (*4*) und (*5*). Zwischen den beiden Fangdüsen entsteht folglich kein Differenzdruck. Sobald jedoch an den beiden Eingängen ein Differenzdruck wirkt, wird der Hauptstrahl abgelenkt; zwischen den Fangdüsen bildet sich somit ein entsprechender Differenzdruck aus.

Fluidische Verstärker haben zwar geringe Ausgangsleistungen im Vergleich zu pneumatischen Verstärkern mit bewegten Teilen, bedingt durch ihre geringe dynamische Trägheit gewinnen sie jedoch zunehmend an Bedeutung.

4.2.1.3. Analoge Rechenschaltungen

Obwohl der Einsatz von digitalen Rechenschaltungen aufgrund der Entwicklung der Mikroelektronik und der damit verbundenen ständigen Erhöhung der Komplexität und Flexibilität solcher Schaltungen, die ja eine beliebig hohe Rechengenauigkeit erreichen können, ständig steigt, sind analoge Rechenschaltungen nach wie vor von Interesse. Zum Beispiel verbietet die endliche Rechengeschwindigkeit dieser Schaltungen deren Einsatz in solchen Fällen, in denen das Ergebnis ohne Zeitverzug zur Verfügung stehen muß. Dort werden analoge Rechenschaltungen auch zukünftig eingesetzt.

Die Automatisierungstechnik, speziell die hier häufig erforderliche Regelung von Prozessen und die dazu notwendige Meßwertverarbeitung, erfordert die Bildung von Summen, Differenzen, Integrationen und/oder Differentiationen über der Zeit. Im folgenden werden daher einige Rechenschaltungen angeführt, die in Bausteinen der Automatisierungstechnik (z. B. zum Aufbau von Regelkreisen bzw. Reglern) Verwendung finden. Sie werden heute fast ausschließlich mit Operationsverstärkern aufgebaut. Daher wird ihre Funktionsweise hier auch mit idealisierten Operationsverstärkern erläutert.

Mehrfachaddierer (Bild 4.2.-31). Der nicht invertierende Eingang des Operationsverstärkers liegt auf Masse. Eine positive Spannung u_1 führt zu einer Spannungserhöhung am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Die sehr hohe Verstärkung bewirkt eine hohe negative Ausgangsspannung, die über R_R auf den Eingang zurückwirkt. Je höher die Verstärkung, desto geringer muß die Eingangsspannung sein, damit eine bestimmte Ausgangsspannung erzielt wird. Die Differenzspannung zwischen dem invertierenden und nicht invertierenden Eingang des OV ist also sehr gering („virtuelle Null"). Aus dem Knotenpunktsatz ergibt sich

$$u_a = -\frac{R_R}{R}(u_1 + u_2 + u_3). \tag{4.2.-23}$$

Die Ausgangsspannung ist proportional der Summe der Eingangsspannungen.

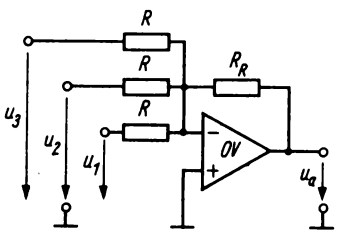


Bild 4.2.-31. Mehrfachaddierer (3fach)

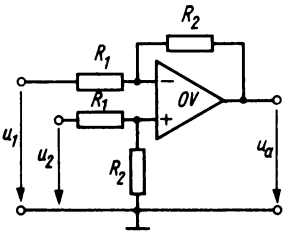


Bild 4.2.-32. Differenzbildner

Differenzbildner (Bild 4.2.-32). Betrachtet man die Schaltung zunächst getrennt als invertierenden Verstärker ($u_2 = 0$) und dann als nicht invertierenden Verstärker ($u_1 = 0$), so ergibt sich für beliebige u_1 und u_2 die Summe der Ausgangsspannungen u_a zu

$$u_a = u_{a1} + u_{a2} = -u_1 \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2 u_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{4.2.-24}$$

$$u_a = (u_2 - u_1)\frac{R_2}{R_1}. \tag{4.2.-25}$$

Natürlich ließe sich die Differenz auch durch Summation von u_2 und der invertierten Spannung $-u_1$ bilden.

Integrator (Bild 4.2.-33). Hier erfolgt die Gegenkopplung anstatt durch einen Widerstand r_R durch den Kondensator C. Zur Funktion: Die virtuelle Null am in-

vertierenden Eingang bedingt $i_C = u_e/R$. Dieser Strom wird in C integriert (Der ideale OV nimmt ja keinen Strom auf.). Es wird für $u_C(0) = 0$

$$u_a(t) = -u_C(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t u_e(\xi)\,\mathrm{d}\xi. \tag{4.2.-26}$$

Für sinusförmige Eingangsspannung gilt

$$\boldsymbol{U}_a = -\frac{\boldsymbol{U}_e}{\mathrm{j}\omega RC}. \tag{4.2.-27}$$

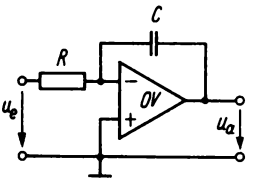


Bild 4.2.-33 Integrator

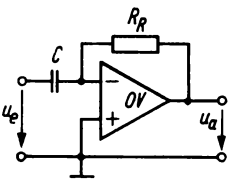


Bild 4.2.-34 Differenzierer

Der Integrator wird häufig eingesetzt, u. a. zur Erzeugung linear mit der Zeit veränderlicher Spannungen.

Differenzierer (Bild 4.2.-34). Auch hier wird wegen der virtuellen Null am invertierenden Eingang des OV ($u_e = u_C$) ein Strom

$$i_e = C\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} \tag{4.2.-28}$$

durch den Kondensator fließen, der an R_R einen Spannungsabfall $u_R = -u_a$ erzeugt. Es gilt

$$u_a = -R_R C\frac{\mathrm{d}u_e}{\mathrm{d}t}, \tag{4.2.-29}$$

und für eine sinusförmige Eingangsspannung wird

$$\boldsymbol{U}_a = -\mathrm{j}\omega R_R C\boldsymbol{U}_e. \tag{4.2.-30}$$

Die Amplituden der differenzierten (Wechsel-)Spannung steigen also proportional zu ω an. Damit Störungen, die höhere Frequenzen als die Signalspannung enthalten, nicht überbewertet werden, legt man durch einen geeigneten kleinen Kondensator parallel zu R_R stets eine obere Grenzfrequenz fest. Diese darf das Signal natürlich noch nicht beeinflussen.

Dioden-Funktionsgenerator (Bild 4.2.-35). Hier wird die Kennlinie aus Geradenstücken zusammengesetzt. Solange die Dioden D_i nicht leiten, erhält der OV kein

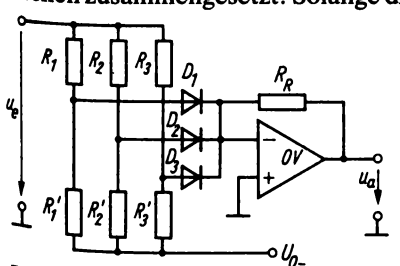
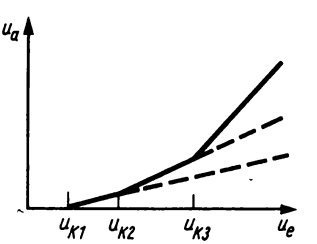


Bild 4.2.-35. Funktionsgenerator mit Dioden



Eingangssignal, also ist das Ausgangssignal Null. Sobald D_1 leitet (dieser Punkt wird durch den Spannungsteiler R_1,R_1' festgelegt) beginnt die Verstärkung. An dieser Stelle liegt der erste Knick u_{k1} der Kennlinie. Die weiteren Knickpunkte u_{ki} ergeben sich, wenn die weiteren Dioden leitend werden. Auch hierfür sind die zugehörigen Spannungsteiler verantwortlich. Sie müssen entsprechend der gewünschten Kennlinie festgelegt werden. Die Gleichung der Kennlinie lautet dann

$$u_a = -R_R\,(i_{D1} + i_{D2} + i_{D3}) \tag{4.2.-31}$$

mit $i_{Di} = u_e/R_i + U_{0-}/R_i'$, $\quad U_{0-} < 0$ und $i_{Di} \geq 0$.

(Wegen $U_{0-} < 0$ fließt also durch die Diode i nur die Differenz der Ströme durch R_i und R_i'.)

Logarithmischer Verstärker (Bild 4.2.-36). Hier wird die exponentielle Abhängigkeit des Diodenstromes zur Logarithmierung genutzt.

Mit $i_D = I_S\,(\exp.\, u_D/U_T - 1)$ ergibt sich

$$u_a = -u_D = -U_T \ln \frac{u_e(t)}{I_S R}. \tag{4.2.-32}$$

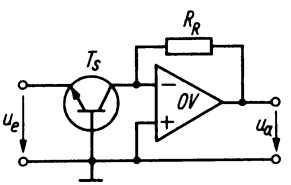


Bild 4.2.-36. Logarithmischer Verstärker

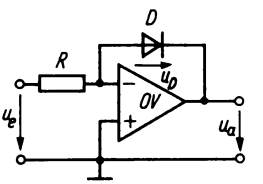


Bild 4.2.-37. Exponentialfunktionsgenerator

Diese Schaltung ist allerdings wegen $U_T(\vartheta)$ und $I_S(\vartheta)$ stark temperaturabhängig.

Exponential-Funktionsgenerator (Bild 4.2.-37). Es gilt:

$$u_a = I_{EBO} R_R \exp\left(-\frac{u_e}{U_T}\right). \tag{4.2.-33}$$

Multiplizierer und Dividierer lassen sich dann unter Verwendung der folgenden Identität aus logarithmischen Verstärkern und Exponentialfunktionsgeneratoren aufbauen:

$$\frac{x_1 x_2}{x_3} = \exp\,(\ln x_1 + \ln x_2 - \ln x_3). \tag{4.2.-34}$$

Hier sei besonders darauf hingewiesen, daß die Ausgangsspannungen der o. a. Rechenschaltungen nur proportional den gewünschten Funktionen der Eingangsspannung sind und die Schaltung stets kalibriert werden muß, damit die gewünschte Abhängigkeit auch quantitativ vorliegt. Ein Multiplizierer gibt eine Spannung aus, die proportional dem Produkt zweier Spannungen ist. Die Dimension (V^2) muß durch die Kalibrierung berücksichtigt werden.

Bezüglich weiterer für Rechenzwecke erforderlicher Baugruppen, z. B. quadrierende Funktionsgeneratoren und mit solchen aufgebaute Multiplizierer, Konstant-Strom- bzw. -Spannungsquellen, sei auf die Literatur verwiesen.

Prinzipiell lassen sich PID-Regler auf einfache Art durch die Kombination der für den invertierenden Verstärker (P-Glied), den Integrator (I-Glied) und den Differenzierer (D-Glied) notwendigen Bauelemente entsprechend Bild 4.2.-38 aufbauen. Für die Ausgangsspannung dieser Schaltung ergibt sich

$$\boldsymbol{U}_a = -\boldsymbol{U}_e \frac{(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_2)}{j\omega T_3} \qquad (4.2.\text{-}35)$$

mit $T_1 = (R_2 + R_3)\, C_1$; $\quad T_2 = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_2$; $\quad T_3 = R_1 C_1$.

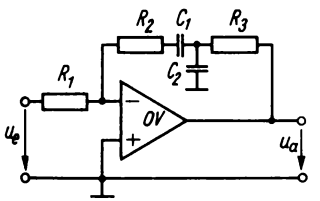


Bild 4.2.-38. PID-Regler

4.2.2. Bausteine mit digitaler Signalverarbeitung

Die Verarbeitung von digitalen Signalen erfolgt mit (meist elektronischen, aber auch pneumatischen) Schaltungen, die aus nur wenigen Grundelementen bestehen und folglich einen sehr hohen Wiederholgrad aufweisen. Bei elektronischen Schaltungen resultiert daraus die vorteilhafte Realisierbarkeit in integrierter Technik. Die dadurch kostengünstig verfügbaren – auch komplexen – digitalen elektronischen Schaltkreise führen zu einer immer breiteren Anwendung der digitalen Signalverarbeitung in der Automatisierungstechnik. Besonders deutlich wird dieser Trend durch den zunehmenden Einsatz von modernen Geräten und Anlagen der Mikrorechentechnik. – Nachfolgend soll der Leser in einer anwendungsbezogenen und auf die Erfordernisse der Automatisierungstechnik orientierten Darstellung mit den wichtigsten Grundschaltungen zur digitalen Signalverarbeitung vertraut gemacht werden.

Digitale Schaltungen arbeiten fast immer mit binären, also zweiwertigen Signalen. Die zwei Wertigkeiten bezeichnet man mit „0" und „1". Durch eindeutige Festlegungen wird ihnen eine bestimmte Bedeutung oder ein Informationsgehalt zugemessen, z. B.

1 ≙ eine Bedingung ist erfüllt; eine elektrische Spannung oder ein bestimmter Druck ist vorhanden,

0 ≙ eine Bedingung ist nicht erfüllt; die Spannung oder der Druck ist nicht vorhanden.

Natürlich ist ebensogut die entgegengesetzte Zuordnung möglich, die dann aber eindeutig und unabänderlich gelten muß.

Mit einem binären Signal lassen sich also zwei Zustände, die man als ein Bit bezeichnet, darstellen. Sind mehr als 2 Informationen zu übertragen, müssen mehr Bit verwendet werden, die zusammen ein Datenwort bilden. Mit einer entsprechenden Kodierung lassen sich z. B. mit 2 Bit $2^2 = 4$, mit 3 Bit $2^3 = 8$, mit n Bit 2^n Informationen darstellen.

4.2.2.1. Digitale Schaltungen mit elektronischen Bauelementen

In elektronischen Schaltungen werden die beiden Zustände eines binären Signals durch unterschiedliche Spannungen dargestellt, die innerhalb bestimmter, genau festgelegter Spannungsbereiche bzw. Spannungspegel liegen dürfen. Der positivere Pegelbereich wird als

H-Pegel (H high, hoch), der negativere als
L-Pegel (L low, niedrig) bezeichnet.

Um auch unter ungünstigsten Betriebsbedingungen (worst-case) eine eindeutige Unterscheidung zwischen H- und L-Pegel und damit einen stabilen, sicheren Betrieb zu gewährleisten, dürfen sich die Toleranzbereiche der Spannungspegel nicht berühren oder gar überschneiden (Bild 4.2.-39). Zwischen H- und L-Pegel liegt ein für den statischen Betrieb verbotener Bereich, der nur während der Umschaltvorgänge durchlaufen werden darf. Ebenso erfolgt für jedes System die Zuordnung der logischen Zustände 1 und 0 zu den Pegeln. Wird der positivere Pegelbereich dem Zustand 1 und der negativere dem Zustand 0 zugeschrieben, spricht man von positiver Logik, im entgegengesetzten Fall von negativer Logik. So gilt beispielsweise für die TTL-Schaltkreisfamilie die positive, für die Hochvolt-MOS-Familie die negative Logik. In den folgenden Ausführungen wird, sofern nicht besonders vermerkt, ausschließlich auf die positive Logik zurückgegriffen.

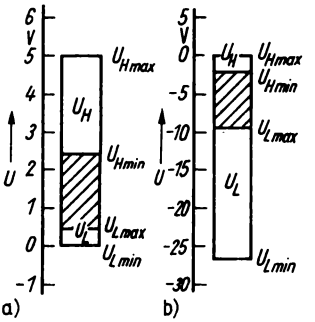


Bild 4.2.-39
Beispiele für logische H- und L-Pegel
a TTL-Pegel: $U_H = (2{,}4 \ldots 5)$ V; $U_L = (0 \ldots 0{,}4)$ V
b PMO S-Pegel: $U_H = (-2 \ldots 0)$ V; $U_L = (-27 \ldots -9)$ V

Mit digitalen Schaltungen sollen in der Regel mehrere Signale miteinander verknüpft, gespeichert oder aneinander angepaßt werden. Diesen drei Hauptfunktionen entsprechend unterscheidet man zwischen
- kombinatorischen Schaltungen,
- sequentiellen oder Folgeschaltungen und
- Interfaceschaltungen.

Wichtigstes Funktionselement digitaler Schaltungen ist der Schalter. Als elektronische Schalter eignen sich alle Halbleiterbauelemente, deren Widerstand durch eine Steuerspannung zwischen zwei Extremwerten verändert werden kann. Als besonders geeignet erweisen sich Dioden und Transistoren in Form diskreter oder integrierter Funktionselemente.

Eine wichtige Anwendung elektronischer Schalter sind die in der Digitaltechnik unentbehrlichen Tor- oder Gatterschaltungen. Schaltungen mit Dioden zeichnen sich durch einfache Schaltungsstrukturen aus, bewirken aber einen Ver-

lust an Signalenergie. Schaltungen mit aktiven Bauelementen (Transistoren) benötigen immer eine separate Versorgungsenergie, sind aber in der Lage, die Signalenergie zu verstärken und die Signale zu regenerieren.

4.2.2.1.1. Einfache Diodengatter

Prinzipiell ist zwischen linearen und nichtlinearen Torschaltungen zu unterscheiden. In linearen Torschaltungen wird der Zustand des Signalweges (geschlossen oder gesperrt) durch eine vom Eingangssignal unabhängige Steuerspannung bestimmt. Bei geschlossenem Signalweg ist das Ausgangssignal ein formgetreues Abbild des an der Diode anliegenden Eingangssignals.

Bei nichtlinearen Torschaltungen fehlt die separate Steuerspannung. Dafür wird der Zustand des Signalweges durch die Eingangssignale selbst bestimmt. Das Ausgangssignal ist im allgemeinen kein formgetreues Abbild der Eingangssignale. Die Schaltungstechnik linearer Torschaltungen vermittelt Bild 4.2.-40. Das gesteuerte elektronische Bauelement, die Diode, ist hier durch einen mechanischen Schalter ersetzt, der symbolisch durch die Steuerspannung U_{St} geschlossen oder geöffnet wird. Je nach Anordnung des Schalters ist zwischen Reihen- und Paralleltorschaltungen zu unterscheiden. Da Dioden im Gegensatz zum mechanischen Schalter in Flußrichtung einen nicht vernachlässigbaren Flußwiderstand und in Sperrichtung einen endlichen Sperrwiderstand aufweisen, den Informationsweg also weder ideal schließen noch öffnen, werden zur Verbesserung der Schaltungseigenschaften die beiden Schaltungen häufig miteinander zur Reihen-Paralleltor-Schaltung kombiniert.

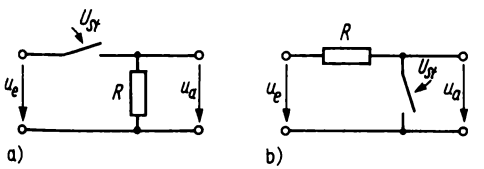


Bild 4.2.-40
Prinzip linearer Torschaltungen
a Reihentorschaltung
b Paralleltorschaltung

Bei der Anwendung der Diode als Schalterelement muß das Eingangssignal über einen Kondensator eingespeist werden, um die Steuerspannung vom Eingang fernzuhalten (Bild 4.2.-41). Damit die Steuerspannung lediglich den Schaltzustand der Diode bestimmt, aber nicht selbst am Ausgang wirksam wird, darf U_{St} keine negativen Werte annehmen. Wenn $U_{St} = 0$ ist, können negative Amplituden die Diode passieren. Für positive Amplituden ist sie gesperrt. Von einem sinusförmigen Eingangssignal gelangen die negativen Halbwellen formgetreu an den Ausgang. Das *CR*-Glied stellt dabei lediglich einen frequenzabhängigen Spannungsteiler dar. Rechteckförmige Eingangssignale werden am *CR*-Glied differenziert, so daß an der Schalterdiode nadelförmige Impulse anliegen, die an den Ausgang übertragen werden. Bei $U_{St} = 0$ ist die Diode für die negativen Impulsanteile durchlässig. Wenn $U_{St} > 0$, wird die Diode in Sperrichtung vorgespannt. Das Tor ist dann für alle Eingangsspannungen, die kleiner als U_{St} sind, gesperrt.

Mit einer derartigen kontaktlosen Torschaltung können beispielsweise Impulsfolgen für eine von der Steuerspannung U_{St} bestimmten Zeitdauer einer elektro-

nischen Schaltung zugeführt werden. Eine praktische Anwendung liegt z. B. in digitalen Drehzahlmeßeinrichtungen vor, bei denen die über eine Lichtschranke vom rotierenden Maschinenteil bereitgestellten Impulse in periodischer Folge in einen elektronischen Zähler eingegeben werden.

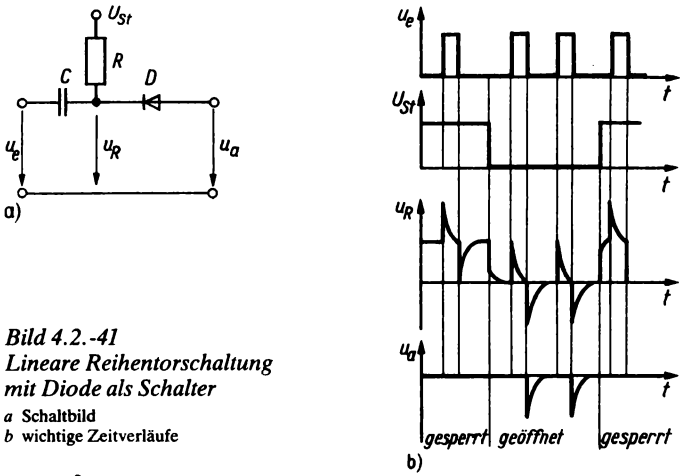


Bild 4.2.-41
Lineare Reihentorschaltung mit Diode als Schalter
a Schaltbild
b wichtige Zeitverläufe

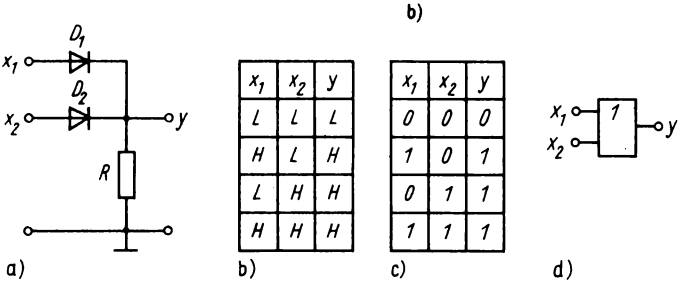
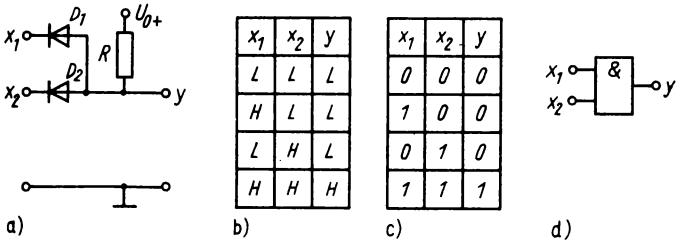


Bild 4.2.-42. Einfaches ODER-Gatter mit Dioden (Disjunktion)
a Schaltbild
b Werte- bzw. Pegeltabelle
c Zustandstabelle (positive Logik)
d Symbol

Nichtlineare Torschaltungen verknüpfen mehrere Eingangssignale miteinander. Sie haben deshalb mindestens 2 Eingänge und einen Ausgang. Je nach der Schaltungsart nichtlinearer Tore erscheint (positive Logik vorausgesetzt) am Ausgang H-Pegel, wenn entweder mindestens ein Eingangssignal H-Pegel hat (ODER-Schaltung) oder wenn an allen Eingängen gleichzeitig H-Pegel anliegt (UND-Schaltung). Als praktisches Schaltungsbeispiel zeigt Bild 4.2.-42 eine ODER-Schaltung für zwei Eingangssignale. Liegt an einem der Eingänge L-, am anderen H-Pegel, ist die an L liegende Diode gesperrt, die andere ist leitend; am Ausgang erscheint H-Pegel. Es genügt, daß an einem der Eingänge H-Pegel anliegt, um am Ausgang ebenfalls H-Pegel erscheinen zu lassen. Die Zuordnung der Pegel wird in einer Wertetabelle, die Zuordnung der Zustände in einer Zustands- oder Wahrheitstabelle anschaulich dargestellt.

In der UND-Schaltung (Bild 4.2.-43) erscheint am Ausgang L-Signal, solange auch nur einer der Eingänge L-Pegel führt, weil die bei Eingangs-L-Pegel in Durchlaßrichtung betriebene Diode den Ausgang gegen Masse kurzschließt. Erst wenn an allen Eingängen gleichzeitig H-Pegel anliegt, tritt auch am Ausgang H-Signal auf.

In der modernen Schaltungstechnik werden ODER- und UND-Schaltungen durch integrierte Transistorstrukturen realisiert. Der Multiemittertransistor der TTL-Technik kann beispielsweise funktionell unmittelbar auf die beschriebene Dioden-UND-Schaltung zurückgeführt werden.



x_1	x_2	y
L	L	L
H	L	L
L	H	L
H	H	H

x_1	x_2	y
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Bild 4.2.-43. Einfaches UND-Gatter mit Dioden (Konjunktion)
a Schaltbild
b Werte- bzw. Pegeltabelle
c Zustandstabelle (positive Logik)
d Symbol

4.2.2.1.2. Negator und einfaches Zeitglied

In der Digitaltechnik finden Transistoren vielfältige Anwendungen, die prinzipiell auf der Schalterfunktion des Transistors beruhen. Dazu wird beim bipolaren Transistor der Kollektorstrom I_C vom Basisstrom I_B in der Weise gesteuert, daß der Transistor entweder sperrt („AUS"-Zustand, Schalter geöffnet) oder leitet („EIN"-Zustand, Schalter geschlossen).

Die für die Praxis wichtigen Anwendungen des Transistorschalters sind der Negator und der Schaltverstärker.

Aufgabe des Negators ist es, eine Eingangsinformation U_e, die als L- oder H-Signal auftritt, in eine dazu inverse Ausgangsfunktion U_a umzuwandeln; aus einem L-Signal am Eingang wird ein H-Signal am Ausgang und umgekehrt. Gleichzeitig ist damit eine Signalverstärkung und oft auch eine Signalregenerierung verbunden. Da es sich hierbei i. allg. nur um eine Informationsverarbeitung oder Informationsweitergabe handelt, kann dieser Vorgang mit geringer elektrischer Leistung (kleine Betriebsspannung, kleiner Kollektorstrom) vollzogen werden. Der Negator ist ein typisches Grundelement der Informationselektronik.

Dem gegenüber hat der Schaltverstärker die Aufgabe, mit einem leistungsarmen Signal ein Leistungsbauelement (Relais, Schaltschütz, Magnetventil, Signallampe) anzusteuern. Die steuernde Quelle muß lediglich den Basisstrom für den Transistor bereitstellen. Der um ein Vielfaches größere Kollektorstrom des Schalttransistors dient dem zu steuernden Bauelement als Betriebsstrom. Die Betriebsspannung und der Kollektorstrom des Schaltverstärkers richten sich nach den Betriebsdaten des zu schaltenden Bauelementes. Dementsprechend muß die Transistortype ausgewählt werden. Die wichtigsten Auswahlkriterien sind die

vom Transistorhersteller angegebenen Grenzwerte für den Kollektorstrom und die Kollektor-Emitterspannung, die keinesfalls überschritten werden dürfen. Der Schaltverstärker ist ein typisches Grundelement im Schnittstellenbereich zwischen der Informationselektronik und der Peripherie.

Hinsichtlich des Schaltungsprinzips unterscheiden sich Negator und Schaltverstärker nicht voneinander (Bild 4.2.-44a). Im Schaltverstärker ist R_C der Widerstand des anzusteuernden Bauelementes. Die Spannung $U_a = U_{CE}$ ist für die Anwendung des Schaltverstärkers uninteressant. Im Negator ist R_C ein ohmscher Widerstand (einige Hundert Ohm bis zu einigen Kiloohm).

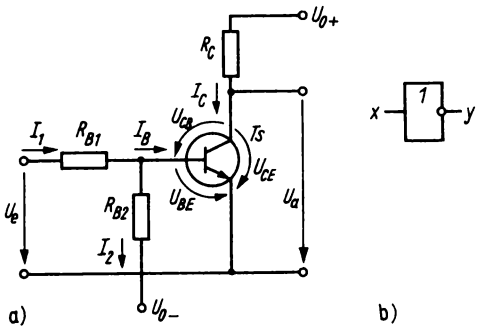


Bild 4.2.-44
Negator
a Schaltbild
b Symbol

Sowohl für den Schaltverstärker als auch für den Negator gelten folgende Überlegungen: Wenn $U_e = U_{eL}$ ist, sind, von den geringen Restströmen der Siliziumtransistoren abgesehen, I_B und I_C gleich Null; am Ausgang des Negators erscheint $U_a = U_{aH} = U_{CEY}U_{0+}$. (Praktisch ist wegen des Kollektorreststromes $I_{C0}U_{CEY}$ tatsächlich etwas kleiner als U_{0+}.) – Bild 4.2.-45.

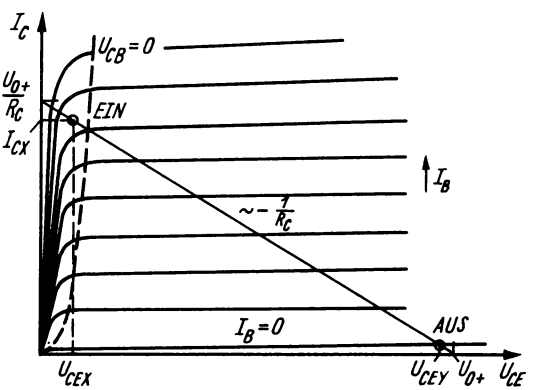


Bild 4.2.-45
Ausgangskennlinienfeld eines NPN-Transistors mit eingezeichneter Arbeitsgeraden für Schalterbetrieb
statt $U_{CB} = 0$
lies $U_{CB} = 0$

Wird U_e erhöht, steigen U_{BE}, I_B und I_C an. Der Spannungsabfall an R_C nimmt zu, so daß U_{CE} immer weiter absinkt. Der aktive Bereich des Ausgangs-Kennlinienfeldes des Transistors wird durchlaufen. Die Strom- und Spannungsbeziehungen im Kollektorkreis lassen sich durch eine Maschengleichung beschreiben. Es ist

$$U_{0+} = I_C R_C + U_{CE} \qquad (4.2.\text{-}36a)$$

und nach I_C umgestellt

$$I_C = U_{0+}/R_C - U_{CE}/R_C. \tag{4.2.-36b}$$

Das ist die Gleichung der Arbeitsgeraden für R_C, die in das Ausgangs-Kennlinienfeld eingezeichnet werden kann. Die Schnittpunkte der Arbeitsgeraden mit den Achsen liegen bei $U_{CE} = U_{0+}$, wenn $I_C = 0$ und $I_C = U_{0+}/R_C$, wenn $U_{CE} = 0$. Für jede beliebige Einstellung des Transistorarbeitspunktes sind nur U_{CE}-I_C-Wertepaare möglich, die auf der Arbeitsgeraden liegen.

Bei einem bestimmten Basisstrom $I_{BX\ddot{u}}$ ist $U_{CE} = U_{BE}$ und damit $U_{CB} = 0$. Das ist die Grenze zwischen dem aktiven und dem übersteuerten Arbeitsbereich. Bei weiterer Erhöhung von I_B auf $I_{BX} > I_{BX\ddot{u}}$ wächst I_{CX} nur noch unbedeutend an. Der Transistor wird übersteuert. Je nach der Größe des Übersteuerungsfaktors

$$m = I_{BX}/I_{BX\ddot{u}} \tag{4.2.-37}$$

nimmt U_{CEX} weiter ab und erreicht Minimalwerte um 0,2 V. Im Übersteuerungsbereich ist $U_{CEX} < U_{BEX}$ und mithin $U_{CB} < 0$.

Für den Übersteuerungszustand gilt

$$I_{CX} = (U_{0+} - U_{CEX})/R_C. \tag{4.2.-38}$$

Um einen sicheren Schalterbetrieb zu garantieren, wird der Transistor mit einem Übersteuerungsfaktor zwischen 2 und 6 betrieben. Bisher wurde vorausgesetzt, daß der Ausgang des Negators unbelastet ist. Praktisch ist das aber kaum der Fall. Meist wird eine Nachfolgeeinrichtung (z. B. ein weiterer Negator oder ein Schaltverstärker) mit ihrem Eingangswiderstand den Negator belasten. Dieser Lastwiderstand R_a kann entweder zwischen dem Ausgang y und der Betriebsspannung U_{0+} oder zwischen y und Nullpotential liegen. Im ersten Fall sind R_a und R_C parallelgeschaltet, was bei der Berechnung des Negators berücksichtigt werden muß. Im zweiten Fall entzieht R_a im „AUS"-Zustand dem Negator Strom, der an R_C einen Spannungsabfall hervorruft. R_C und R_a bilden einen Spannungsteiler. Nach der Spannungsteilerregel leitet sich für den Ausgangs-H-Pegel ab

$$U_{aH} = U_{0+}R_a/(R_a + R_C). \tag{4.2.-39}$$

R_a darf also nicht zu klein werden, wenn ein vorgeschriebener minimaler H-Pegel nicht unterschritten werden soll.

Sowohl im Negator als auch im Schaltverstärker hat das aus R_{B1} und R_{B2} bestehende Eingangswiderstandsnetzwerk die Aufgabe, bei U_{eH} den gewünschten Basisstrom I_{BX} bereitszustellen und bei U_{eL} in Verbindung mit der negativen Hilfsspannung U_{0-} für eine sichere Sperrung des Transistors zu sorgen. Wenn $U_{eL} = 0$ ist, kann im allgemeinen auf U_{0-} verzichtet werden. R_{B2} liegt dann auf Nullpotential. Bei nicht zu großem Widerstand R_{B1} kann dann meist auch R_{B2} entfallen. Es ist zu beachten, daß sich der Innenwiderstand R_i der steuernden Quelle zu R_{B1} addiert. Für den Fall, daß nur R_{B1} vorgesehen ist, gilt

$$R_B = R_{B1} = (U_{eH\,min} - U_{BEX})/I_{BX} - R_i. \tag{4.2.-40}$$

Ist $U_{eL} > 0$, wird ohne R_{B2} und U_{0-} keine sichere Sperre des Transistors erreicht, weil allein schon der Basis-Kollektorreststrom I_{CB0} einen Spannungsabfall an R_{B1} verursacht, der das Basispotential anhebt.

Die Berechnung des Widerstandsnetzwerkes ist nicht ganz einfach, weil es unendlich viele Wertepaare für R_{B1} und R_{B2} gibt, die die oben gestellten Forderungen erfüllen. Je kleiner die Widerstandswerte gewählt werden, desto größer wird die Belastung der steuernden Quelle. Es sind also so große Widerstandswerte einzusetzen, daß bei geringster Belastung der Quelle die gewünschte Schalterfunktion des Negators bzw. Schaltverstärkers gewährleistet wird. Bei der folgenden Ableitung der Beziehungen für R_{B1} und R_{B2} wird von den Restströmen abgesehen. Das ist zulässig, weil im „AUS"-Zustand bei $U_{BE} \leqq 0$ der Basissperrstrom vernachlässigbar klein ist und im „EIN"-Zustand wegen $m > 1$ die Restströme ohne Einfluß auf das Ergebnis sind.

Für die Ströme im Eingangsnetzwerk gilt

$$I_B = I_1 - I_2 \tag{4.2.-41a}$$

$$I_B = (U_e - U_{BE})/R_{B1} - (U_{BE} + U_{0-})/R_{B2} \tag{4.2.-41b}$$

und nach R_{B1} umgestellt

$$R_{B1} = R_{B2}\,(U_e - U_{BE})/(U_{BE} + U_{0-} + I_B R_{B2}). \tag{4.2.-41c}$$

Diese Gleichung muß für $U_e = U_{eL}$ und für $U_e = U_{eH}$ gelten. Sie ist also zweimal aufzustellen. Dabei sind die ungünstigsten Toleranzwerte der Spannungen einzusetzen. Dann gilt mit der Vereinfachung $I_{BY} = 0$ für den „AUS"-Zustand

$$R_{B1} = R_{B2}\,(U_{eL\,max} - U_{BEY})/(U_{BEY} + U_{0-}). \tag{4.2.-42a}$$

Für eine sichere Sperrung kann U_{BEY} zwischen $(0 \ldots -1)$ V gewählt werden.

Für den „EIN"-Zustand wird mit $U_e = U_{eH\,min}$

$$R_{B1} = R_{B2}\,(U_{eH\,min} - U_{BEX})/(U_{BEX} + U_{0-} + I_{BX} R_{B2}). \tag{4.2.-42b}$$

Mit hinreichender Genauigkeit für die Praxis kann man bei Siliziumtransistoren $U_{BEX} \approx 0{,}8$ V setzen.

In einer grafischen Darstellung der Gleichungen (4.2.-42a) und (4.2.-42b) umschließen die Kurven eine Fläche, in der mit Berücksichtigung der Widerstandstoleranzen die gesuchten Werte für R_{B1} und R_{B2} liegen müssen. Sie sind so groß wie möglich zu wählen. Die oberen Grenzwerte der Widerstände R_{B1S} und R_{B2S} ergeben sich aus den Schnittpunktkoordinaten der beiden Kurven. Bei einer Auslieferungstoleranz der Widerstände von ±10% sind die optimalen Widerstandswerte mit $R_{B1} \approx 0{,}7R_{B1S}$ und $R_{B2} \approx 0{,}7R_{B2S}$ gefunden. Die Lösung für R_{B2S} ergibt sich rechnerisch durch Gleichsetzen der beiden Gleichungen (4.2.-42a) und (4.2.-42b):

$$R_{B2S} = \frac{(U_{eH\,min} - U_{BEX})\,(U_{BEY} + U_{0-}) - (U_{eL\,max} - U_{BEY})\,(U_{BEX} + U_{0-})}{I_{BX}\,(U_{eL\,max} - U_{BEY})}. \tag{4.2.-43}$$

R_{B2S} in eine der beiden Gleichungen eingesetzt, liefert dann die Lösung für R_{B1S}. U_{0-} ist mit ihrem Betrag, also ohne Vorzeichen, in die Gleichungen einzusetzen. Mit $U_{0-} = 0$ vereinfacht sich nicht nur die Berechnung, sondern auch der schaltungstechnische Aufwand. Es ist deshalb von Vorteil, wenn $U_{eL} \leqq 0$ verfügbar ist.

Als Beispiel für die Berechnung eines einfachen Schaltverstärkers zur Ansteuerung eines Relais sei die Schaltung im Bild 4.2.-46 gegeben. Die Ansteuerung erfolge durch einen Negator, der Bestandteil eines Informationsverarbeitungssystems ist. Der Kollektorwiderstand des Negatortransistors R_{C1} sei zugleich Basiswiderstand R_B für den Transistor des Schaltverstärkers.

Bei Übersteuerung des Negatortransistors gilt für dessen Ausgangsspannung $U_{CEX} \leqq 0{,}2\,V$. Diese Spannung ist zugleich Eingangsspannung $U_{eL} = U_{BEY}$ des Schalttransistors. Bei gesperrtem Negator wird unter Vernachlässigung des Negatorreststromes $U_{02+} = U_{EH}$ für den Schalttransistor wirksam. Im „EIN"-Zustand des Schaltverstärkertransistors gelte für dessen Kollektor-Emitterrestspannung $0{,}1\,V \leqq U_{CEX} \leqq 0{,}2\,V$. Mit diesen Voraussetzungen und $m \geqq 2$ sowie den im Bild 4.2.-46 angegebenen Werten ergeben sich folgende Lösungen:

$I_{CX\,max} = (U_{02\,max} - U_{CE\,min})/R_{C2} = 83{,}3\,mA;$

$I_{BX\,min} = m_{min} I_{CX\,max}/B_{min} = 2{,}98\,mA;$

$R_{B\,max} = R_{C1\,max} = (U_{01\,min} - U_{BEX})/I_{BX\,min} = 1{,}325\,k\Omega;$

gewählt wird der nächst niedere Normwert, dessen obere Toleranzgrenze $1{,}325\,k\Omega$ nicht übersteigt.

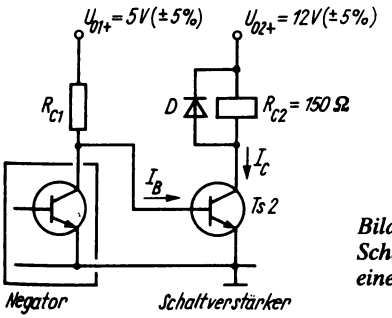


Bild 4.2.-46
Schaltung zum Berechnungsbeispiel eines Schaltverstärkers Ts2 SF 127C

Geeignet ist ein Widerstand $R_B = R_{C1} = 1{,}2\,k\Omega$ (±10%). Der Leistungsumsatz im Transistor ist während der statischen Zustände gering.

Er beträgt bei durchgesteuertem Transistor (EIN−Zustand)

$$P_{VX} = U_{CEX} I_{CX} \tag{4.2.-44}$$

und bei gesperrtem Transistor (AUS−Zustand)

$$P_{VY} = U_{CEY} I_{CY}. \tag{4.2.-45}$$

Da I_{CY} vernachlässigbar gering ist, geht P_{VY} praktisch gegen Null. Während des Umschaltvorgangs verschiebt sich der Arbeitspunkt entlang der Arbeitsgeraden. Dabei steigt die Verlustleistung an. Im Punkt $U_{CE} = 0{,}5\,U_{0+}$ erreicht sie ein Maximum

$$P_{V\,max} = 1/4\,U_{0+} I_{CX} \quad \text{mit} \quad I_{CX} \approx U_{0+}/R_C$$

$$P_{V\,max} = 1/4\,U_{0+}^2/R_C. \tag{4.2.-46}$$

Wenn sich der Übergang von dem einen in den anderen Schaltzustand rasch vollzieht und zwischen den Schaltvorgängen ausreichend große Pausenzeiten liegen, darf die Arbeitsgerade die Verlustleistungshyperbel schneiden, ohne daß eine

thermische Überlastung des Transistors zu befürchten ist (Bild 4.2.-47). Die Kurve im Bild 4.2.-48 zeigt die Abhängigkeit der Verlustleistung von der Zeit. Die Flächenanteile unter der Kurve sind ein Maß für die im Transistor umgesetzte Arbeit während der Schalt- und Pausenzeiten.

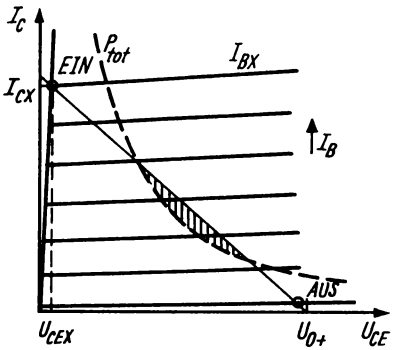


Bild 4.2.-47
Ausgangskennlinienfeld eines NPN-Transistors mit der Arbeitsgeraden für einen Schaltverstärker

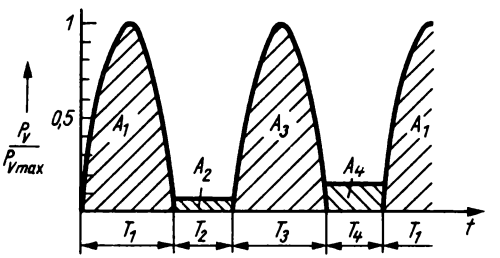


Bild 4.2.-48
Auftretende Verlustleistungsanteile im Schalttransistor während der Umschalt- und Pausenzeiten
T_1 Übergang vom EIN- zum AUS-Zustand
T_2 AUS-Zustand
T_3 Übergang vom AUS- zum EIN-Zustand
T_4 EIN-Zustand

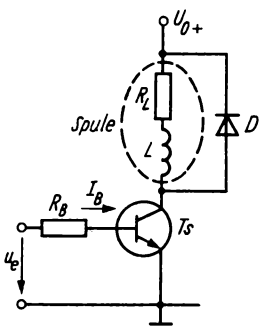


Bild 4.2.-49
Schaltverstärker mit induktivitätsbehaftetem Lastwiderstand

Bei Lastwiderständen mit induktiver Komponente (z. B. Relaiswicklungen) muß eine Freilaufeinrichtung vorgesehen werden. Sie hat die Aufgabe, die beim Abschalten des Kollektorstromes durch den Abbau des Magnetfeldes in der Spule entstehende Induktionsspannung, die sich zu U_{0+} addiert und ein Vielfaches der Betriebsspannung betragen kann, zu begrenzen. Das kann durch einen Varistor oder wie im Bild 4.2.-49 gezeigt, durch eine Diode geschehen. Bezogen auf die Betriebsspannung ist die Diode in Sperrichtung geschaltet, hat also auf die statischen Zustände und den Einschaltvorgang keinen Einfluß. Nur während des

Ausschaltvorgangs fließt der von der Induktionsspannung angetriebene Induktionsstrom. Der Spannungsabfall an der Diode und damit die Überspannung am Transistor wird auf $U_{FD} < 1\,V$ begrenzt, weil die Diode durch die Induktionsspannung in Durchlaßrichtung gepolt ist.

Lastwiderstände mit kapazitiver Komponente (z. B. längere Koaxialkabel) bewirken beim Durchschalten des Transistors eine Überhöhung des Kollektorstromes. Liegt C parallel zu R_C (Bild 4.2.-50a) wirkt beim Durchschalten des Transistors der entladene Kondensator wie ein Kurzschluß. Es tritt eine Kollektorstromspitze auf, die mit fortschreitender Aufladung des Kondensators bis auf I_{CX} abklingt. Liegt C parallel zum Transistor (Bild 4.2.-50b) wird der im AUS-Zustand auf U_{0+} aufgeladene Kondensator beim Durchschalten des Transistors über die Kollektor-Emitterstrecke entladen. Die dabei auftretende Stromspitze wird ebenso wie die Stromspitze in der Schaltung 4.2.-50a im wesentlichen nur von I_{BX} und B des Transistors begrenzt. I_{BX} ist deshalb so zu bemessen, daß die maximal zulässige Kollektorstromstärke I_{Czul} nicht erreicht wird; es gilt

$$I_{BX} \leqq I_{Czul}/B_{max}. \qquad (4.2.\text{-}47)$$

Ergänzend sei erwähnt, daß es auch elektronische Schaltverstärker gibt, die statt des Schalttransistors einen Thyristor oder Triac enthalten. Diese als Halbleiterrelais oder Halbleiterschütz bezeichneten Anordnungen sind im allgemeinen zum Schalten von Verbrauchern bestimmt, die mit Netzwechselspannung betrieben werden und größere Schaltleistungen erfordern. Zur galvanischen Trennung zwischen der Ansteuerschaltung und der mit dem Netz in Verbindung stehenden Thyristorschaltung ist eine optoelektronische Kopplung vorgesehen.

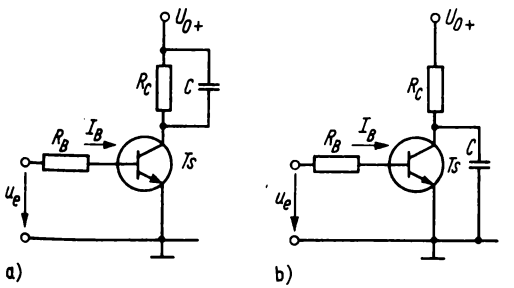


Bild 4.2.-50
Schaltverstärker mit kapazitiver Last
a Kapazität parallel zum Kollektorwiderstand
b Kapazität parallel zum Transistor

In den bisher dargestellten Schaltungen des Negators erfolgt die Ansteuerung durch galvanische Kopplung des Transistors mit der Signalquelle. Von geringen zeitverzögernden Einflüssen durch Schaltkapazitäten und die Leitungsvorgänge im Transistor abgesehen, folgt die Ausgangsspannung bei rein ohmscher Last unmittelbar dem Verlauf der steuernden Eingangsspannung.

Anders verhält sich der Negator, wenn die Signalquelle gemäß Bild 4.2.-51 gleichstromfrei über einen Kondensator angekoppelt wird. In diesem Falle bestimmt im wesentlichen die Umladung des Kondensators den Schaltvorgang (Bild 4.2.-52). Wenn $U_e = U_{eH}$, befindet sich die Schaltung im stabilen Zustand. Dabei ist

$$I_{BX} = (U_{0+} - U_{BEX})/R_B; \qquad I_C = I_{CX} \quad \text{und} \quad U_a = U_{aL}.$$

Der Kondensator ist auf $U_C = U_{eH} - U_{BEX} \approx U_{eH} - 0{,}7\,V$ aufgeladen. Ein am Eingang wirkender Spannungssprung auf U_{eL} (z. B. 0 V) wird vollständig übertragen, da sich die Ladung eines Kondensators und die an ihm liegende Spannung nicht sprunghaft ändern können. Der linke Belag des Kondensators hat jetzt das Potential U_{eL} (z. B. 0 V), der rechte Belag und damit auch die Basis des Transistors liegen auf $U_{BE} \approx -(\Delta U_e - 0{,}7\,V)$. Der Transistor wird voll gesperrt. Der Eingangsspannungssprung ΔU_e darf die für den Transistor zulässige maximale Basis-Emittersperrspannung U_{EBzul} nicht überschreiten. Diese liegt bei Siliziumtransistoren bei dem relativ niedrigen Wert von etwa 5 V. Ist $\Delta U_e > U_{EBzul}$, muß in die Basiszuleitung eine Diode (Katodenanschluß der Diode am Basisanschluß des Transistors) geschaltet werden. Die Diode hält das negative Potential von der Basis fern.

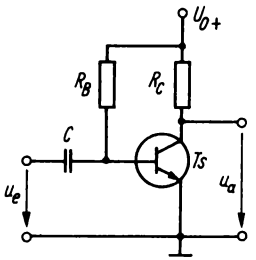


Bild 4.2.-51. Einfaches Zeitglied mit Bipolartransistor

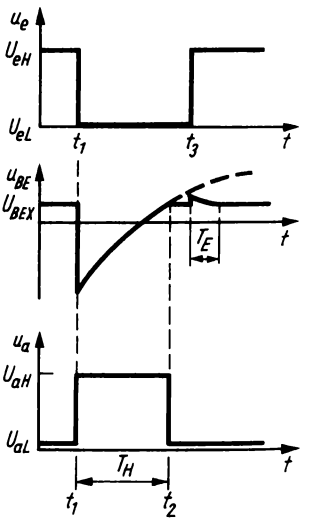


Bild 4.2.-52. Signalverläufe am einfachen Zeitglied nach Bild 4.2.-51
–vereinfachte Darstellung–

Nun wird der Kondensator nach einer e-Funktion über R_B umgeladen. Zum Zeitpunkt t_2 geht der Transistor wieder in den durchgesteuerten Zustand zurück. Dieser Übergang erfolgt nicht sprunghaft, da zwischen etwa $0{,}3\,V \leqq U_{BE} \leqq 0{,}7\,V$ der Arbeitspunkt den aktiven Bereich des Ausgangs-Kennlinienfeldes durchläuft. In der dargestellten Schaltung eines einfachen Zeitgliedes hält der quasistabile Zustand für die Haltezeit $T_H = t_2 - t_1$ an. Er wird im wesentlichen durch die Zeitkonstante $\tau_1 = R_B C$ bestimmt.

Aus einer hier nicht näher erläuterten mathematischen Ableitung ergibt sich unter Vernachlässigung der Restströme

$$T_H = R_B C \ln \frac{2U_{0+} - U_{BEX}}{U_{0+}}. \qquad (4.2.\text{-}48)$$

Wenn $U_{0+} \gg U_{BEX}$ ist, was meist zutreffen wird, kann U_{BEX} vernachlässigt werden, so daß sich die vereinfachte Beziehung

$$T_H \approx 0{,}7 R_B C \qquad (4.2.\text{-}49)$$

ergibt.

Wenn nach Ablauf der Haltezeit, z. B. zum Zeitpunkt t_3, das Eingangssignal sprunghaft wieder auf H-Pegel springt, erfolgt durch eine durch den Innenwiderstand der steuernden Quelle R_i, den (im durchgesteuerten Zustand des Transistors allerdings vernachlässigbar kleinen) Widerstand der Basis-Emitterstrecke und den Kondensator bestimmte Zeitkonstante $\tau_2 \approx R_i C$ die Umladung des Kondensators auf den zur Zeit t_1 vorgelegenen Zustand. Die Umladung kann als abgeschlossen betrachtet werden, wenn eine Zeit $T_E \approx 5\tau_2$ vergangen ist. Dann hat die Kondensatorspannung 99,3 % ihres möglichen Endwertes erreicht. Damit gilt für die Erholzeit

$$T_E \approx 5R_iC. \tag{4.2.-50}$$

Erst nach Ablauf der Erholzeit kann ein neuer Schaltvorgang mit der berechneten Haltezeit gestartet werden.

Wenn bereits vor Ablauf der Haltezeit, also zwischen den Zeitpunkten t_1 und t_2 das Eingangssignal von L nach H zurückspringt, wird der quasistabile Zustand sofort abgebrochen.

Bei der Dimensionierung der Schaltung ist zu beachten, daß R_B nicht beliebig groß gewählt werden kann, weil die für den stabilen Schaltzustand erforderliche Übersteuerung des Transistors gewährleistet sein muß.

4.2.2.1.3. Multivibratoren

Bei Gatterschaltungen und Negatoren besteht ein direkter Zusammenhang zwischen den aktuellen Eingangssignalen und dem Ausgangssignal. In der Signalverarbeitung ist es aber häufig auch erforderlich, periodische Signalfolgen zu erzeugen oder Signalzustände über die Dauer ihres Auftretens hinaus festzuhalten und wirksam werden zu lassen, also zu speichern. Dazu dienen Schaltungsanordnungen, die man als Multivibratoren oder Kippschaltungen bezeichnet. Das Kippverhalten ist durch einen sprunghaften Übergang des Ausgangssignals vom L- in den H-Zustand oder umgekehrt gekennzeichnet. Die Auslösung eines Kippvorgangs kann durch ein Signal am Eingang der Schaltung erfolgen oder selbsttätig innerhalb der Schaltung in periodischer Folge vor sich gehen.

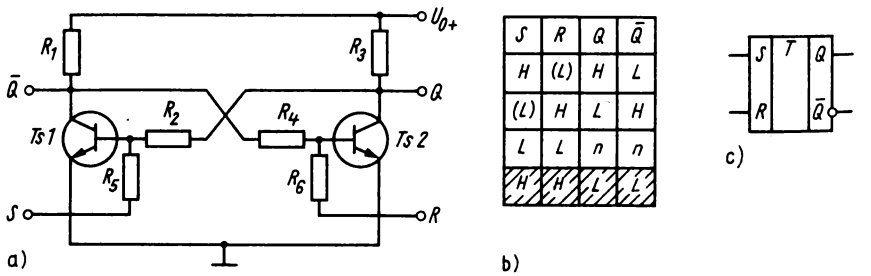
Kippschaltungen können aus zwei Negatoren, die so miteinander verkoppelt sind, daß sich ihre Schaltzustände gegenseitig und gegenläufig beeinflussen, realisiert werden. Befindet sich der eine Negator im durchgesteuerten Zustand, ist der andere gesperrt. Je nach der Art der Rückkopplung erhält man Schaltungen mit unterschiedlichem Kippverhalten. Danach unterscheidet man *bistabile, monostabile* und *astabile* Multivibratoren. Ihre Eigenschaften sind in Tafel 4.2.-4 zusammengestellt.

Das einfachste Element zur Speicherung eines logischen Signals ist der bistabile Multivibrator mit zwei Eingängen, dem Setzeingang S und dem Rücksetzeingang R, sowie zwei Ausgängen, die mit Q und $\bar{Q}$ bezeichnet werden (Bild 4.2.-53).

Die beiden Negatoren ($Ts1$, R_1, R_2 und $Ts2$, R_3, R_4) sind so miteinander verbunden, daß jeweils der Ausgang des einen den Eingang des anderen Negators ansteuert. Mit dem Einschalten der Betriebsspannung läuft zunächst ein Einschaltvorgang ab, der dadurch gekennzeichnet ist, daß einer der Transistoren (z. B. $Ts2$) in den übersteuerten Zustand geht. Welchen Transistor das betrifft, hängt von der Dimensionierung der Schaltung und der Stromverstärkung der

Tafel 4.2.-4. Wesentliche Eigenschaften und Anwendungsgebiete bistabiler, monostabiler und astabiler Mulitvibratoren

Typ	Bistabiler Multivibrator	Monostabiler Multivibrator	Astabiler Multivibrator
Anzahl der stabilen Zustände	2	1	0
Schalteigenschaften	jeder Eingangsimpuls bewirkt eine Umschaltung aus dem einen in den anderen Zustand	ein Eingangsimpuls bewirkt nur für eine bestimmte Dauer die Umschaltung aus einem stabilen Ruhezustand in einen quasistabilen Arbeitszustand	die Umschaltung zwischen den zwei Zuständen erfolgt selbsttätig und periodisch
Anwendung in der Elektronik	Signalspeicher; Frequenzteiler 2 : 1; (Zähler, Register)	Signalspeicher, Signalformer; (Verkürzen, Verlängern und Verzögern von Signalen)	Impulserzeugung (Rechteckgenerator)
Analogiebeispiele	Drucktastensteuerungen (1. Tastendruck: EIN, 2. Tastendruck: AUS)	Treppenhaus-Minutenbeleuchtung durch Tastendruck	Blinklichtschaltungen (Warnleuchten, Richtungsanzeiger)



S	R	Q	$\bar{Q}$
H	(L)	H	L
(L)	H	L	H
L	L	n	n
H	H	L	L

Bild 4.2.-53. Einfacher bistabiler Multivibrator mit statischem Setz- und Rücksetzeingang
a Schaltbild
b Werte- bzw. Pegeltabelle
c Symbol

Transistoren ab. Das Kollektorpotential des durchgesteuerten Transistors ($Ts2$) ist nahezu Null, so daß der andere Transistor ($Ts1$) keinen Basisstrom erhält und in den Sperrzustand versetzt wird. Am Ausgang Q erscheint L-, am Ausgang $\bar{Q}$ das inverse Signal H. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis über den Eingang S ein H-Signal eingekoppelt wird, das den Transistor $Ts1$ durchsteuert. Sein Kollektorpotential geht auf Null, am Ausgang $\bar{Q}$ erscheint L-Signal. Da $Ts2$ nun

keinen Basisstrom mehr erhält, geht dieser in den Sperrzustand, an Q tritt H-Signal auf. Dieser Zustand ist ebenfalls stabil. Er bleibt auch dann erhalten, wenn das H-Signal vom Eingang S verschwindet. Die Schaltung kann nur durch ein H-Signal am Eingang R in den ursprünglichen Zustand zurückversetzt werden. Wird an beide Eingänge gleichzeitig L-Signal angelegt, tritt keine Änderung des gerade vorhandenen Zustandes auf (In den Spalten Q und $\bar{Q}$ der Tabelle ist dies durch „n" gekennzeichnet.). Die gleichzeitige Belegung beider Eingänge mit H-Signal führt dagegen zu dem für den bistabilen Multivibrator undefinierten und verbotenen Zustand $Q = \bar{Q} = L$.

Die Funktion der dargestellten Schaltung wird durch offene Eingänge nicht gestört, da über die Widerstände R_2, R_4 definierte Basispotentiale anliegen. In der Wertetabelle sind deshalb die Eingangs-L-Signale eingeklammert.

Die in der dargestellten Schaltung des bistabilen Multivibrators vorhandenen Eingänge sind statische Eingänge. Sie reagieren auf anliegende Spannungspotentiale. Es ist auch eine dynamische Ansteuerung möglich, bei der die Auslösung eines Kippvorgangs durch eine L-H- oder H-L-Änderung erfolgt. Auf diese und andere Schaltungsvarianten, die den unterschiedlichsten Anwendungsfällen angepaßt sind, wird im Abschn. 4.2.2.1.6. näher eingegangen.

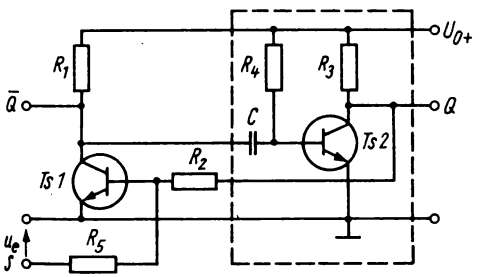


Bild 4.2.-54
Schaltung eines einfachen monostabilen Multivibrators mit statischem Setzeingang

Wird in einer aus zwei gekoppelten Negatoren bestehenden Kippschaltung einer der beiden Rückkopplungswiderstände durch einen Kondensator ersetzt, erhält man eine Schaltung mit nur einem stabilen Zustand, einen monostabilen Multivibrator. Bild 4.2.-54 zeigt ein Schaltungsbeispiel. Nach dem Zuschalten der Betriebsspannung läuft zunächst ein Einschaltvorgang ab, durch den der Transistor $Ts1$ in den gesperrten, der Transistor $Ts2$ dagegen in den übersteuerten Zustand versetzt wird. R_4 muß dazu so dimensioniert sein, daß mit dem Mindestwert der statischen Stromverstärkung B $Ts2$ tatsächlich übersteuert werden kann. Das ist der Fall, wenn $R_4 = U_{0+}B/mR_3$. Der Kondensator C wird während des Einschaltvorgangs auf $U_C = U_{0+} - U_{BEX}$ mit positivem Potential am linken Belag aufgeladen. Da $Ts2$ seinen Basisstrom über R_4 von der Betriebsspannung U_{0+} erhält, an der Basis-Emitterstrecke von $Ts1$ über R_2 aber lediglich die Kollektor-Sättigungsspannung $U_{CEX} \approx 0{,}2\,V$ von $Ts2$ anliegt, bleibt $Ts1$ gesperrt. Dieser stabile Schaltzustand ist die Grundstellung des monostabilen Multivibrators. Am Ausgang Q erscheint L- und am Ausgang $\bar{Q}$ H-Signal.

Ein H-Signal mit ausreichend großem Pegel am Setzeingang S steuert über R_5 $Ts1$ sofort durch; dessen Kollektorpotential fällt dabei auf den Wert der Sättigungsspannung U_{CEX} ab. An $\bar{Q}$ springt der Pegel von H nach L. Dieser H-L-Sprung wird über den Kondensator an der Basis von $Ts2$ wirksam, die damit auf

negatives Potential gesetzt wird. $Ts2$ sperrt sofort; an Q erscheint H-Pegel. $Ts1$ erhält nun über R_3 und R_2 Basisstrom. Der monostabile Multivibrator ist gesetzt, er befindet sich nun im quasistabilen Zustand. Zur Auslösung dieses Kippvorgangs genügt ein kurzer Eingangsimpuls, der sofort nach dem Erreichen des quasistabilen Zustandes verschwinden kann. Nun beginnt eine Umladung des Kondensators über den Widerstand R_4 und den leitenden Transistor $Ts1$. Das Potential am rechten Kondensatorbelag strebt gegen U_{0+}. Sobald aber die Schleusenspannung der Basis-Emitterdiode von $Ts2$ überschritten wird und dieser in den leitenden Zustand übergeht, kippt die Schaltung in den stabilen Zustand zurück. Die Zeitkonstante $\tau = R_4C$ bestimmt im wesentlichen die Halte- oder Verweilzeit des quasistabilen Zustandes.

Nach dem Rückkippen muß der Kondensator über R_1 und die Basis-Emitterdiode von $Ts2$ erst wieder auf den Anfangswert $U_C = U_{0+} - U_{BEX}$ aufgeladen werden, bevor der nächste Kippvorgang durch einen Eingangsimpuls ausgelöst werden kann. Ein erneutes Starten bzw. Setzen ist erst nach Ablauf der Erholzeit T_E möglich. Wie beim einfachen Zeitglied gelten für die Haltezeit

$$T_H \approx 0{,}7R_4C \tag{4.2.-51}$$

und für die Erholzeit

$$T_E \approx 5R_1C. \tag{4.2.-52}$$

Da R_4 einen bestimmten Wert nicht überschreiten darf (er muß ja den zur Übersteuerung von $Ts2$ erforderlichen Basisstrom bereitstellen), kann T_H nur durch die Kapazität des Kondensators in größeren Bereichen variiert werden.

Wenn die Betriebsspannung U_{0+} größer als etwa 6V ist, muß, wie bereits im Zusammenhang mit dem einfachen Zeitglied erläutert wurde, in die Zuleitung zur Basis von $Ts2$ eine Diode (Katode an der Basis) eingefügt werden.

Sofern es auf die Einhaltung einer bestimmten Haltezeit ankommt, muß wegen der Bauelementetoleranzen und der bei der Ableitung der Gl. (4.2.-51) durch Vernachlässigung der Restströme getroffenen Vereinfachung eine Abgleichmöglichkeit vorgesehen werden. Das kann am einfachsten durch Aufteilung von R_4 in einen Festwiderstand und einen Dickschicht-Einstellregler gelöst werden.

Zur Vermittlung einer Größenvorstellung sei folgendes Zahlenbeispiel angegeben:

$$U_{0+} = 6\text{V} \quad (\pm 5\%); \qquad R_1 = R_3 = 1{,}8\text{k}\Omega \quad (\pm 10\%);$$
$$T_H = 50\text{ ms}; \qquad Ts1 = Ts2: \qquad SS\ 106 \quad \text{mit} \quad B_{min} = 112.$$

Zunächst sind R_{4min} und C zu berechnen. Mit $m \geqq 1$ wird

$$I_B \geqq \frac{5{,}7\text{V}}{112 \cdot 1{,}62\text{k}\Omega} = 94{,}3\,\mu\text{A};$$

$$R_{4min} \leqq \frac{5{,}7\text{V} - 0{,}7\text{V}}{94{,}3\,\mu\text{A}} = 53\,\text{k}\Omega;$$

$$C \approx \frac{50 \cdot 10^{-3}\text{A}}{0{,}7 \cdot 53 \cdot 10^{3}\text{V}} \approx 1{,}34\,\mu\text{F};$$

gewählt wird ein Tantalelektrolytkondensator mit $C = 2{,}2\,\mu F$ ($\pm$ 20 %). Nun kann R_4 genau bestimmt werden:

$$R_4' \leqq \frac{T_H}{0{,}7 \cdot C_{min}} = 40{,}6\,k\Omega; \qquad R_4'' \geqq \frac{T_H}{0{,}7 \cdot C_{max}} = 27\,k\Omega.$$

Gewählt wird für R_4 ein Festwiderstand von 24 kΩ $\pm$ 5 % und ein Dickschichteinstellregler von 22 kΩ $\pm$ 10 %. In der Schaltung im Bild 4.2.-55 sind zwei einfache Zeitglieder so zusammengeschaltet, daß sie sich jeweils nach Ablauf der durch die Zeitglieder bestimmten Haltezeiten gegenseitig triggern (triggern = auslösen). Wegen der Verkopplung über die Kondensatoren hat die Schaltung zwei quasistabile Zustände. Sie kippt deshalb in periodischer Folge von einem quasistabilen

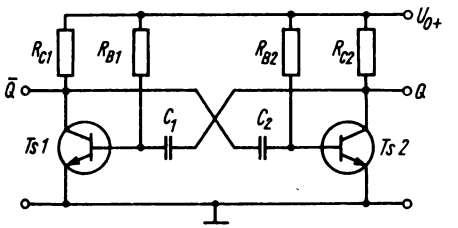


Bild 4.2.-55
Schaltung eines einfachen astabilen Multivibrators

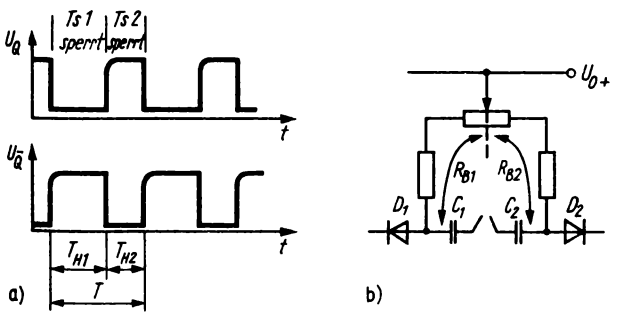


Bild 4.2.-56. Ausgangsspannungen am astabilen Multivibrator nach Bild 4.2.-55 und Möglichkeit der Beeinflussung des Tastverhältnisses

a Ausgangsspannungen
b Möglichkeit zur Beeinflussung des Tastverhälnisses

Zustand in den anderen. An den Ausgängen Q und $\bar{Q}$ treten Impulse mit annähernd rechteckförmigem Verlauf auf (Bild 4.2.-56a). Die Schaltung ist ein astabiler Multivibrator, der als Rechteckgenerator zur Erzeugung von Takt- und Steuersignalen verwendet werden kann. Die verschliffenen Flanken der Ausgangsspannungen haben ihre Ursache in der nach jedem Kippvorgang ablaufenden Rückladung der Kondensatoren. In Analogie zum einfachen Zeitglied und zum monostabilen Multivibrator hängen die Halte- oder Impulszeiten von den Zeitkonstanten der RC-Glieder ab:

$$T_{H1} \approx 0{,}7 R_{B1} C_1 \quad \text{und} \quad T_{H2} \approx 0{,}7 R_{B2} C_2. \tag{4.2.-53}$$

Die Periodendauer T und die Frequenz f der Impulsfolge betragen

$$T = 1/f = T_{H1} + T_{H2}. \tag{4.2.-54a}$$

An Q bzw. $\bar{Q}$ tritt ein Impuls-Pausenverhältnis von T_{H1}/T_{H2} bzw. T_{H2}/T_{H1} und ein Tastverhältnis von

$$\nu_Q = T/T_{H1} \quad \text{bzw.} \quad \nu_{\bar{Q}} = T/T_{H2} \tag{4.2.-54b}$$

auf.

Die Impulsfrequenz kann grob durch die Kapazitätswerte und kontinuierlich in begrenztem Umfang durch Veränderung der Basiswiderstände eingestellt werden. Bei unsymmetrischer Verstellung der Basiswiderstände verändert sich das Tastverhältnis (Bild 4.2.-56b). Die in dieser Teilschaltung eingezeichneten Dioden sind, wie bereits für das einfache Zeitglied begründet, zum Schutz der Basis-Emitterstrecken nötig, wenn $U_{0+} > 6\,\text{V}$ ist.

4.2.2.1.4. Trigger

Die zur Ansteuerung digitaler Schaltungen erforderlichen Impulse müssen bestimmten Anforderungen genügen. Neben der vorgeschriebenen Amplitude A dürfen sie eine bestimmte Mindestflankensteilheit nicht unterschreiten. Der Idealfall wäre ein Rechteckimpuls, der aber praktisch nicht realisierbar ist. Wegen der endlichen Flankensteilheit liegen immer trapezähnliche Impulsformen mit einer Anstiegszeit T_{LH} und einer Abfallzeit T_{HL} der Flanken vor (Bild 4.2.-57). Die Anstiegs- und Abfallzeiten werden meist zwischen 10 und 90 %, bei digitalen Schaltkreisen auch zwischen 20 und 80 % der Amplitude gemessen. Bezugswerte

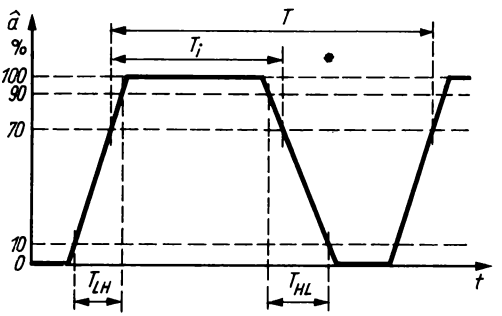


Bild 4.2.-57
Wichtige Impulskennwerte

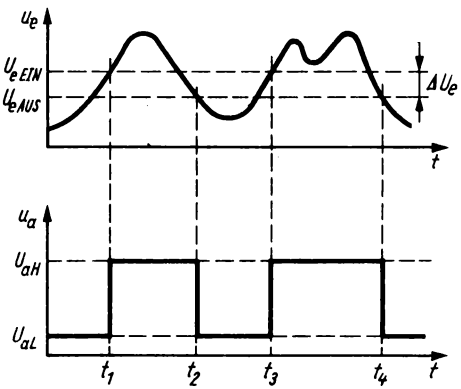


Bild 4.2.-58
Typische Zeitverläufe für einen Schwellwertschalter

für die Impulsdauer T_i und die Periodendauer T sind 70% der Amplitude. Wird die geforderte Flankensteilheit nicht erreicht oder sind gar Signale beliebiger Kurvenform zu verarbeiten, muß ein Impulsformer eingesetzt werden. Dafür geeignete Schaltungen bezeichnet man als Trigger oder Schwellwertschalter. Dieser kippt beim Überschreiten einer bestimmten Eingangsspannung U_{eEIN} aus dem Ruhezustand in den Arbeitszustand und beim Unterschreiten einer bestimmten Eingangsspannung U_{eAUS}, die kleiner als U_{eEIN} ist, zurück in den Ruhezustand. Die Differenz zwischen den Schaltspannungen bezeichnet man als Schalthysterese $\Delta U_e = U_{eEIN} - U_{eAUS}$. Eine Schalthysterese ist für die Funktion einer jeden Triggerschaltung unerläßlich. Im Ruhezustand liegt am Ausgang L-Signal, im Arbeitszustand H-Signal (Bild 4.2.-58).

Triggerschaltungen sind die einzigen binären Glieder mit einem analogen Signaleingang.

Die klassische Schaltungsvariante eines Schwellwertschalters ist der Schmitt-Trigger (Bild 4.2.-59). Die Schaltung besteht aus zwei Negatoren ($Ts1$, R_1, R_2 und $Ts2$, R_3, R_5), die einen gemeinsamen Emitterwiderstand R_6 besitzen. Der Transistor $Ts2$ wird gleichstrommäßig vom Ausgang des Transistors $Ts1$ angesteuert. Zusätzlich liegt über R_6 eine Verkopplung zwischen den beiden Transistoren vor.

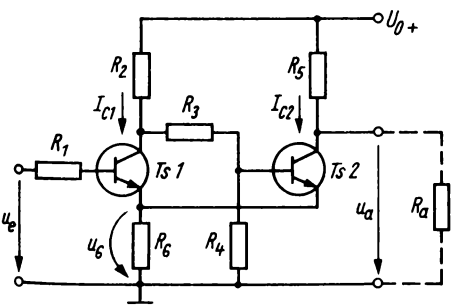


Bild 4.2.-59
Schaltung eines Schmitt-Triggers mit Bipolartransistoren

Nach dem Anlegen der Betriebsspannung stellt sich bei $U_e < U_{e\,EIN}$ der Ruhezustand ein, bei dem $Ts1$ gesperrt und $Ts2$ übersteuert ist. Am Ausgang erscheint L-Signal $U_{aL} \approx U_{CEX} + U_6$. Dieser Zustand ist stabil. Er bleibt so lange erhalten, bis die Eingangsspannung $U_{eEIN} \approx U_6 + U_{BEX} \approx I_{C2}R_6 + 0{,}7$ V überschreitet. Bei dieser Spannung beginnt $Ts1$ durchzusteuern, so daß sein Kollektorpotential absinkt. Damit wird der Basisstrom für $Ts2$ kleiner. Wegen der Übersteuerung ändert sich sein Kollektorstrom zunächst nicht. Bei weiterer Zunahme von U_e steigen der Kollektorstrom von $Ts1$ und der Spannungsabfall an R_6 weiter an, womit $Ts2$ keinen Basisstrom mehr erhält und in den Sperrzustand übergeht. Mit der Abnahme des Kollektorstromes von $Ts2$ nimmt auch U_6 ab, wodurch die an der Basis von $Ts1$ wirksame Steuerspannung vergrößert wird. Durch diese Mitkopplung über R_6 kippt der Trigger sehr schnell vom Ruhe- in den Arbeitszustand. Die Ausgangsspannung ist jetzt bei Leerlauf ($R_a = \infty$) $U_{aH} \approx U_{0+}$.

Ein Rückkippen wird erst eingeleitet, wenn die Steuerspannung auf $U_{eAUS} < U_{BEX} + U_6$ abgesunken ist, so daß $Ts1$ nur noch mäßig leitet, sein Kollektorpotential ansteigt und damit einen Basisstrom für $Ts2$ ermöglicht. Der nun einsetzende Kollektorstrom erhöht U_6, wodurch $Ts1$ sehr rasch sperrt und $Ts2$ in den Übersteuerungszustand überführt wird. Der Ruhezustand hat sich wieder einge-

stellt. Die Einschaltspannung und die Hysterese werden vorzugsweise von der Größe des Widerstandes R_6 bestimmt.

R_1 ist ein Schutzwiderstand für die Basis von $Ts1$, wenn mit großen Eingangsspannungen bei kleinem Generatorwiderstand zu rechnen ist. Die Summe $R_1 + R_i$ darf jedoch nicht zu groß sein, da sie eine Stromgegenkopplung bewirkt, die den Kippvorgang behindert.

Bild 4.2.-60 zeigt eine andere Variante eines Schwellwertschalters, einen Strom- oder asymmetrischen Trigger. Die Rückkopplung der beiden Negatoren erfolgt über R_3 und R_4. Bei kleiner Eingangsspannung ist $Ts1$ gesperrt, $Ts2$ durchgesteuert. Am Ausgang erscheint $U_{aL} \approx 0$ V. Bei $U_{eEIN} = U_{BEX} \approx 0{,}7$ V steuert $Ts1$ durch, der Basisstrom von $Ts2$ nimmt ab, so daß dieser in den Sperrzustand überführt wird. Das Kollektorpotential von $Ts2$ steigt dabei an, was einen Strom I_R über R_4 zur Folge hat. Dieser als Basisstrom an $Ts1$ wirkende Stromfluß unterstützt und beschleunigt den Kippvorgang. R_1 muß hinreichend groß sein, Stromsteuerung ist anzustreben.

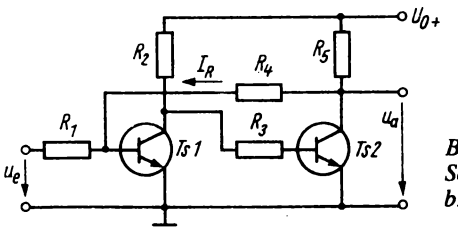


Bild 4.2.-60
Schaltung eines asymmetrischen bzw. Stromtriggers

Unterschreitet U_e einen bestimmten Wert, geht $Ts1$ in den Sperrzustand zurück; $Ts2$ wird durchgesteuert, U_a geht gegen Null. Vorteilhaft gegenüber dem Schmitt-Trigger ist der im Ruhezustand vorliegende sehr kleine Ausgangs-L-Pegel; er entspricht U_{CEX} von $Ts2$. Von Vorteil kann ferner der große Eingangswiderstand sein, der die Steuerung durch hochohmige Generatoren ermöglicht.

4.2.2.1.5. Generatoren für zeitlinearen Spannungsanstieg

Spannungen mit periodischem, zeitlinearem Anstieg haben einen dreieck- oder sägezahnförmigen Verlauf. Ihre Erzeugung erfolgt deshalb in Generatoren, die nicht unmittelbar den digitalen Schaltungen zuzuordnen sind, aber an dieser Stelle mit vorgestellt werden sollen. Spannungen mit zeitlinearem Anstieg werden u. a. für die Horizontalablenkung des Elektronenstrahls in den Bildröhren von Oszilloskopen und Monitoren benötigt. Da für die Ablenkung des Elektronenstrahls ein langsamer linearer Hin-, aber schneller Rücklauf verlangt wird, muß in einer elektronischen Schaltung ein sägezahnförmiger Spannungsverlauf erzeugt werden. Geht man von der Definitionsgleichung der Kapazität $C = Q/U = I\Delta t/U$ aus, liegt es nahe, die Umladung eines Kondensators mit einem konstanten Strom für den genannten Zweck auszunutzen; denn $\Delta U = I\Delta t/C$ zeigt, daß der Spannungsanstieg bei konstantem Ladestrom linear von der Zeit abhängt. Dafür geeignete Schaltungen lassen sich u. a. mit Transistoren realisieren.

Bild 4.2.-61 zeigt eine Konstantstrom-Ladeschaltung mit einem PNP-Transistor $Ts1$. Dieser bildet mit R_B, R_E und den Dioden D_1 und D_2 die Konstantstrom-

quelle, die den Kondensator auflädt. Der Strom I_C wird durch die Gegenkopplung an R_E konstantgehalten. Es ist $I_C = (U_{FD1} + U_{FD2} - U_{BE})/R_E \approx 3 \cdot 0{,}7\,V/R_E$.

Die schnelle Entladung des Kondensators übernimmt der Schalttransitor *Ts*2. R_2 begrenzt den Entladestromstoß auf den für den Schalttransistor zulässigen maximalen Kollektorstrom. Mit R_E kann I_{C1} und damit T_{auf} verändert werden. Die komplette Schaltung eines Sägezahngenerators muß noch über einen von der Kondensatorladung gesteuerten Trigger verfügen, der bei einer bestimmten Kondensatorspannung anspricht und den Schalttransistor durchsteuert. Da der dem Kondensator parallelgeschaltete Trigger den Ladevorgang nicht beeinflussen darf, was zu Nichtlinearitäten führen würde, muß der Triggereingang sehr hochohmig ausgelegt sein. Das läßt sich mit einem Feldeffekttransistor im Eingang oder auch mit einem speziell dimensionierten Stromtrigger erreichen.

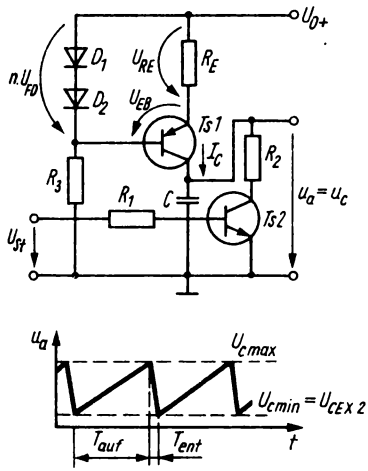


Bild 4.2.-61
Schaltbeispiel zur Erzeugung einer Sägezahnspannung mit Konstantstrom-Ladeschaltung

4.2.2.1.6. Digitale integrierte Schaltungen

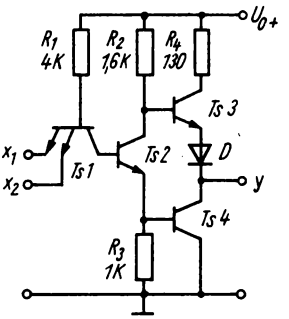
Die spezifischen Anforderungen der Anwender integrierter Schaltkreise haben unter Berücksichtigung des Standes der Halbleiterforschung, der Schaltungstheorie und der technologischen Möglichkeiten zur Entwicklung unterschiedlicher Schaltkreisfamilien geführt (Tafel 4.2.-5). Im wesentlichen beruhen sie auf der Verwendung integrierter bipolarer oder unipolarer Transistoren als wichtigste funktionsbestimmende oder auch einzige Bauelementeart. Die zur Zeit in den Bereichen der Rationalisierung und Automatisierung wichtigsten Logikfamilien sind die TTL-, die Einkanal-MOS- und die CMOS-Schaltkreise.

TTL-Grundgatter. Die Grundschaltung der TTL besteht aus einem Multi-Emitter-Transistor (2 ... 8 Emitter) zur UND-Verknüpfung (*Ts*1), einer Symmetrier- und Treiberstufe (*Ts*2) und der Gegentaktendstufe (*Ts*3 und *Ts*4), Bild 4.2.-62.

Liegt mindestens ein Eingang auf L-Potential, ist *Ts*1 leitend. Aus dem Eingang fließt ein Basis-Emitterstrom $I_{eL} \leqq 1{,}6$ mA heraus. *Ts*2 und *Ts*4 sind gesperrt. *Ts*3 erhält über R_2 Basisstrom, so daß er durchsteuert; am Ausgang erscheint H-Potential. Wegen $U_{BE3} \approx 0{,}7$ V und $U_{FD} \approx 0{,}7$ V beträgt die Ausgangsspan-

Tafel 4.2.-5. Übersicht über wichtige digitale Schaltkreisfamilien

Familie	Bezeichnung	Typenbeispiele (RFT)	U_0 in V	Bemerkungen
TTL (bipolar)	Transistor-Transistor-Logik	D 100 D 210 D 346	5	SSI und MSI,
I^2L (bipolar)	Integrierte Injektions-Logik	E 351 E 355 C 520	4,75 ... 7,25	MSI und LSI, sehr kleine Leistungsaufnahme
ECL (bipolar)	Emittergekoppelte Logik	–		SSI und MSI, sehr kleine Schaltzeiten, aber große Verlustleistung
MOS (unipolar)	p-Kanal-MOS	U 122 U 108	−27 und −13	SSI, MSI und LSI, kleine Verlustleistung, aber lange Schaltzeiten, störsicher
	n-Kanal-MOS	U 880 U 885	5	MSI und LSI, kürzere Schaltzeiten als p-MOS
CMOS (unipolar)	Komplementär-MOS	V 4011 U 4093 U 40511	3 ... 15	SSI und LSI, minimale Verlustleistung, störsicher



a)

x_1	x_2	Ts 1	Ts 2	Ts 3	Ts 4	y
L	L	N	−	+	−	H
L	H	N	−	+	−	H
H	L	N	−	+	−	H
H	H	I	+	−	+	L

b)

Bild 4.2.-62. Innenschaltung eines TTL-Standardgatters (NAND mit zwei Eingängen)

a Schaltbild
b Funktionstabelle (Pegelwerte und Schaltzustände der Transistoren)
N Normalbetrieb
I Inversbetrieb
\+ durchgesteuert
− gesperrt

nung $U_{aH} \approx U_{0+} - 1{,}4\ V \approx 3{,}6\ V$, sofern der Ausgang unbelastet ist. Bei Belastung in den zulässigen Grenzen kann U_{aH} bis auf 2,4 V absinken.

Wenn an allen Eingängen H-Potential anliegt, sind die Basis-Emitterdioden von *Ts*1 gesperrt, der Kollektor-pn-Übergang dagegen in Durchlaßrichtung gepolt; *Ts*1 wird invers betrieben. Dadurch erhält *Ts*2 Basisstrom und steuert durch. In die Eingänge fließt der Basis-Emitterreststrom $I_{eH} \leqq 40\ \mu A$ hinein. Da *Ts*2 durchgesteuert ist, erhält auch *Ts*4 Basisstrom. Die Diode *D* garantiert, daß *Ts*3 gesperrt ist, da an der Basis von *Ts*3 nur ein Potential von etwa 1 V liegt, zur Durchsteuerung aber eine Spannung von $U_{FD} + U_{BEX} \approx 1{,}4\ V$ vorhanden sein muß. Am Ausgang erscheint L-Potential (0,1 ... 0,2) V. Offene Eingänge verhalten sich wie auf H-Potential liegend; sie beeinflussen also die logische Funktion der anderen Eingänge nicht. Die Störsicherheit wird jedoch schlechter, so daß angeraten wird, nicht benötigte Eingänge mit anderen zu verbinden oder diese auf ein Potential von etwa 3,6 V zu legen. Wie aus Bild 4.2.-62b zu ersehen ist, werden die Eingangssignale konjunktiv verknüpft und negiert. Das TTL-Grundgatter bildet eine NAND-Funktion.

Von den statischen Eigenschaften der Schaltkreise interessieren vor allem die Eingangs- und Ausgangspegel. Eine Eingangsspannung von $U_{eL} < 0{,}8\ V$ wird vom Schaltkreis als L-Pegel, $U_{eH} > 2\ V$ als H-Pegel erkannt und verarbeitet. Am Ausgang treten bei Einhaltung der vorgeschriebenen Betriebsbedingungen ein H-Pegel $U_{aH} > 2{,}4\ V$ und ein L-Pegel $U_{aL} < 0{,}4\ V$ auf. Bei der Zusammenschaltung von TTL-Schaltkreisen besteht demnach zwischen den garantierten Ausgangs- und den notwendigen Eingangspegeln ein Sicherheitsabstand bzw. eine statische Störsicherheit von mindestens 0,4 V (Bild 4.2.-63).

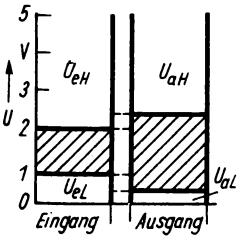


Bild 4.2.-63. Eingangs- und Ausgangspegelbereiche für Standard-TTL-Schaltkreise

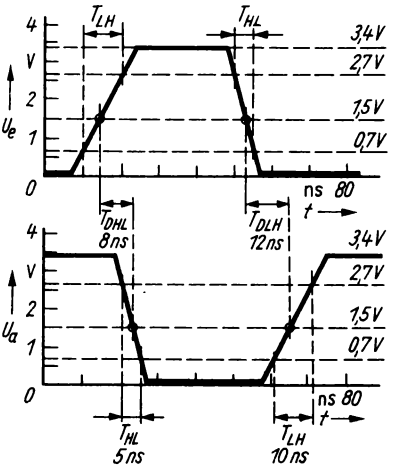


Bild 4.2.-64. Festlegungen für die Anstiegs (T_{LH})-, Abfall (T_{HL})- und Verzögerungszeiten (T_{DHL} und T_{DLH}) bei Standard-TTL-Schaltkreisen

Die wichtigste dynamische Kenngröße ist die Signal-Verzugszeit T_D. Sie bestimmt die maximale Arbeitsgeschwindigkeit eines Gatters. Sie ist als Mittelwert aus den Einschalt- und Ausschaltverzugszeiten definiert (Bild 4.2.-64). Bei der TTL-Standardreihe gelten 20 und 80% der mit 3,4 V festgelegten Signalamplitude als Bezugswerte.

Charakteristisch ist für TTL-Gatter, daß während des Umschaltvorgangs von Ausgangs-L- auf -H-Pegel für die Dauer einiger Nanosekunden *Ts*3 und *Ts*4 gleichzeitig durchgesteuert sind, was einen Stromstoß (Spike) von etwa 15 mA zur Folge hat (Bild 4.2.-65). Um Beeinflussung und Fehlschaltung benachbarter Schaltkreise auszuschließen, müssen die Betriebsspannungsleitungen auf der Leiterkarte breitflächig ausgeführt und unmittelbar am Schaltkreis durch einen Kondensator von (10 ... 100) nF zwischen U_{0+} und Masse überbrückt (abgeblockt) werden.

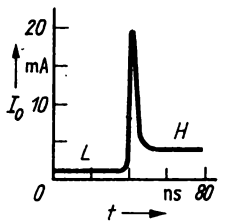


Bild 4.2.-65
Stromaufnahme eines TTL-Grundgatters bei der Umschaltung von L- auf H-Pegel am Ausgang

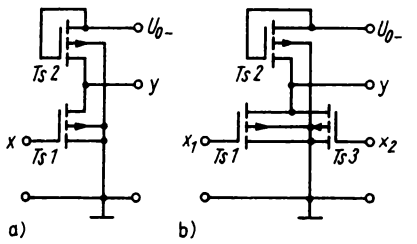
Tafel 4.2.-6. Eigenschaften von TTL-Unterfamilien

TTL-Unterfamilie	P_V in mW (ein Gatter)	T_D in ns	f_{max} in MHz	RFT-Baureihe und Typenbeispiele
Standard	10	10	30	D 1 ... D 100 D 192
Low-Power	1	35	5	–
High-speed	20	6	50	D 2 ... D 200
Schottky	20	3	100	DS ... DS 8212
Low-Power-Schottky	2	10	40	DL ... DL 000 DL 093

Die ausgangsseitige Parallelschaltung mehrerer Standardgatter ist, wie im Abschnitt 4.3. näher erläutert wird, unzulässig. Für notwendige Parallelschaltungen gibt es aber spezielle Gatter mit offenem Kollektor (R_4, *D* und *Ts*3 fehlen) und solche, deren Ausgang durch ein Steuersignal (output-enable-signal) in einen dritten, einen hochohmigen Zustand (Tri-state) versetzt werden kann. Durch ein Steuersignal werden beide Gegentakttransistoren *Ts*3 und *Ts*4 gesperrt. Damit kann beispielsweise eine Signalleitung wahlweise belegt werden. Schaltungen dieser Art sind z. B. in Mikrorechnern zur optimalen Ausnutzung des Bussystems notwendig. Das TTL-System sieht mehrere Unterfamilien vor, die im Laufe der Zeit, den Anforderungen der Anwender folgend, entwickelt worden sind (Tafel 4.2.-6).

MOS-Grundgatter. Der Kanal von Feldeffekttransistoren (FET) kann als ohmscher Widerstand angesehen werden, der durch Wahl der Gate-Source-Spannung in weiten Grenzen einstellbar ist. Es liegt deshalb nahe, in integrierten Schaltungen mit MOS-Strukturen auf integrierte Widerstände, die viel Fläche auf dem Chip beanspruchen, zu verzichten und diese durch FET-Strukturen zu ersetzen.

MOSFET eignen sich deshalb gut für hochintegrierte Schaltkreise. Nachteilig sind allerdings die gegenüber bipolaren Strukturen höheren Schaltzeiten. Je nach dem Leitungstyp des Kanals unterscheidet man Schaltkreise in p-Kanal- und in n-Kanal-Technik. Grundelement der MOS-Schaltkreise ist der Negator (Bild 4.2.-66) und in erweiterter Schaltung das NOR-Gatter.



x_1	x_2	Ts1	Ts2	y
H	H	–	–	L
L	H	+	–	H
H	L	–	+	H
L	L	+	+	H

c)

a Inverter
b NOR mit zwei Eingängen
c Funktionstabelle (Pegelwerte und Schaltzustände der Transistoren) für das NOR-Gatter
\+ durchgesteuert
– gesperrt

Bild 4.2.-66. Innenschaltung von PMOS-Grundgattern

In PMOS-Technik gibt es die PMOS-Hochvolt-Baureihe, die eine relativ hohe und im Gegensatz zu allen anderen Schaltkreisfamilien negative Betriebsspannung benötigt. Ihr liegt die negative Logik zugrunde. Dem H-Pegel von (0 ... −2) V wird 0-Signal, dem L-Pegel von ≦ −10 V 1-Signal zugeordnet. Die interne Schaltungstechnik der PMOS-Hochvoltbaureihe erfordert zur einwandfreien Funktion verschiedener Schaltungsstrukturen außer der für alle Schaltkreise üblichen Betriebsspannung

– U_{01} = 27 V (zulässige Toleranz +1 V und −2 V)

eine zweite Betriebsspannung

– U_{02} = 13 V (zulässige Toleranz +0,5 V und −1,5 V).

Die Pegelbereiche sind im Bild 4.2.-67 veranschaulicht. Die statische Störsicherheit beträgt mindestens 1 V.

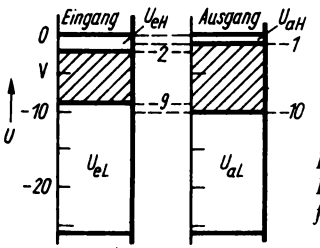


Bild 4.2.-67
Eingangs- und Ausgangspegelbereiche für PMOS-Hochvoltschaltkreise

Nachteilig bei PMOS-Schaltkreisen sind die relativ hohe Betriebsspannung, die eine unmittelbare Zusammenschaltung mit anderen Schaltkreisfamilien (TTL, I^2L) nicht gestattet, und ihre relativ geringe Grenzfrequenz. International sind die Schaltkreise der Hochvolt-MOS-Technik veraltet. Seit einigen Jahren ist deshalb das Sortiment nicht erweitert worden. Statt dessen haben die CMOS-Schaltkreise trotz komplizierterer Technologie große Verbreitung gefunden und lösen die PMOS-Reihe ab.

MOSFET-Strukturen sind empfindlich gegenüber Störspannungsspitzen und statischen Aufladungen des Gates. Beim Einsatz der MOS-Schaltkreise sind deshalb besondere Schutzmaßnahmen vorzusehen, auf die später noch eingegangen wird.

CMOS-Grundgatter. Wenn es auf geringste Verlustleistung, großen Störspannungsabstand und eine in weiten Bereichen frei wählbare Betriebsspannung ankommt, empfiehlt sich der Einsatz von CMOS-Schaltkreisen. Das Grundgatter der CMOS-Baureihe ist wieder der Negator, der durch weitere Transistorstrukturen auf dem Chip zum NOR- oder NAND-Gatter erweitert werden kann (Bild 4.2.-68). Charakteristisch ist die Verwendung von jeweils 2 selbstsperrenden FET mit unterschiedlich leitendem Kanal für jeden Eingang. Der Inverter besteht deshalb aus je einem n- und einem p-leitenden, ein NOR- oder NAND-Gatter mit zwei Eingängen aus je zwei n- und zwei p-leitenden Transistoren. Beide zu einem Grundgatter gehörenden Transistoren werden durch das Eingangssignal gegensinnig gesteuert. Ist der eine Transistor leitend, ist der andere gesperrt. Sieht man von den sehr kleinen Restströmen ab, ist die Ruhestromaufnahme und damit auch die statische Verlustleistung praktisch Null. Ein Leistungsverbrauch tritt während des Umschaltvorgangs dadurch auf, daß in einem bestimmten Pegelbereich zwischen L- und H-Signal kurzzeitig beide Transistoren schwach leitend sind. Ferner hat die am Ausgang angeschlossene Folgeeinrichtung eine Kapazität C_L. Diese setzt sich aus der Eingangskapazität folgender Gatter und der unvermeidlichen Schaltkapazität zusammen. Beim Umschalten wird C_L entweder über *Ts*2 auf- oder über *Ts*1 entladen, so daß eine mit wachsender Schaltfrequenz ansteigende Verlustleistung entsteht.

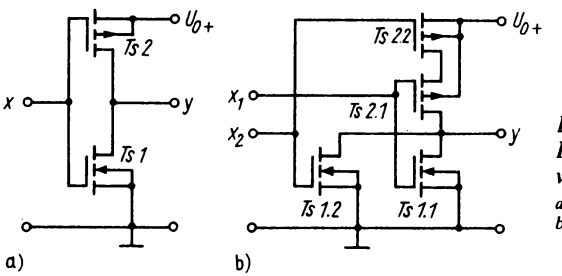


Bild 4.2.-68
Innenschaltung von CMOS-Grundgattern
a Inverter
b NOR mit zwei Eingängen

Für CMOS-Schaltkreise ist eine positive Betriebsspannung erforderlich, die je nach der Baureihe zwischen etwa 3 und 15 V liegen darf. Speziell für elektronische Uhren entwickelte CMOS-Schaltkreise funktionieren sogar mit Betriebsspannungen um 1,5 V. Das nahezu ideale Umschaltverhalten eines CMOS-Gatters hat einen Ausgangssignalhub zwischen nahezu 0 V und der Betriebsspannung zur Folge. Der Störspannungsabstand ist deshalb sehr groß; er liegt praktisch bei etwa 0,4 U_0. Wegen der offensichtlichen Vorzüge der CMOS-Schaltkreise finden sie sehr rasch in immer stärkerem Maße Eingang in die Automatisierungstechnik. Für CMOS-Schaltkreise gilt die positive Logik.

Langsame störsichere Logik. Die relativ geringe Störsicherheit der meisten Standard-Schaltkreisfamilien läßt einen prozeßnahen Einsatz nicht immer zu. Eine kapazitive oder induktive Einkopplung von Störspannungen in Signalleitungen führt zu Fehlinformationen und Fehlreaktionen der digitalen Schaltungen. Da die Störsicherheit bei größerer Betriebsspannung besser ist und im umgekehrten Verhältnis zur Schaltgeschwindigkeit steht, wurde dem Prinzip „nur so schnell wie nötig, nie so schnell wie möglich" durch die Entwicklung der langsamen störsicheren Logik (LSL) Rechnung getragen. Dabei handelt es sich um Grundgatter

mit DTL-Eingang *(Dioden-Transistor-Logik)*, die eine UND-Verknüpfung bewirken, und einer der TTL ähnlichen Gegentaktausgangsstufe. LSL arbeitet mit hoher Betriebsspannung (12 bis 35) V und mit großem Ausgangsspannungshub. Eine Kopplung mit anderen Schaltkreisfamilien ist deshalb nur über Interfaceschaltungen möglich, sofern der Schaltkreis nicht selbst bereits über eine Möglichkeit zur Pegelanpassung verfügt.

Speziell für industrielle Steuerungen sind die bipolaren LSL-Schaltkreise D 410 D und der Nachfolgetyp E 412 D vorgesehen (Bild 4.2.-69). Sie werden vorzugsweise im System ursalog 4000 eingesetzt. Die Schaltkreise zeichnen sich durch hohe Störsicherheit aus. Die Ausgänge sind dauerkurzschlußfest gegen Betriebsspannung und Masse.

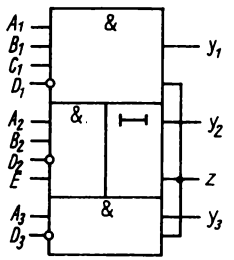


Bild 4.2.-69
Blockschaltung des bipolaren kurzschlußfesten Treiberschaltkreises D 410 D

Der D 410 D besteht aus drei UND-Gattern mit zwei, drei und vier Eingängen, wovon je einer negierend ist. Dem zweiten, mit drei Eingängen versehenen UND-Gatter kann über den Anschluß E ein externer Kondensator zugeschaltet werden, der je nach der Kapazität eine bestimmte Zeitverzögerung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal bewirkt. Am Anschluß Z kann durch eine Spannung U_Z der Ausgangs-H-Pegel für alle drei Gatter gemeinsam auf $U_{aH} \approx U_Z$ eingestellt werden. Die Betriebsspannung darf zwischen 14 und 32 V liegen. Außer für logische Verknüpfungen über die UND-Gatter kann der Schaltkreis als Trigger, sowie für Zeit- und Interfaceschaltungen eingesetzt werden. Die hohe Störsicherheit gestattet auch den Anschluß längerer Verbindungsleitungen zwischen seinen Ausgängen und dem folgenden Informationsverarbeitungssystem.

Grundtypen von Flipflop-Stufen

In der Signalverarbeitung werden insbesondere drei verschiedene Arten von Flipflop-Stufen (bistabile Multivibratoren oder auch Kippglieder) eingesetzt; es sind dies

RS-Flipflop, D-Flipflop und JK-Flipflop.

Sie dienen vorzugsweise der Speicherung logischer Signale. Sie sind Grundbestandteil von Zählern, Frequenzteilern und Registern.

RS-Flipflop (RS-FF). Die Schaltungstechnik und das Funktionsprinzip des RS-FF wurden bereits im Abschn. 4.2.2.1.3. ausführlich dargestellt.

Im Zuge der Schaltungsintegration bietet sich die Zusammenschaltung integrierter NOR-Gatter an, von denen gewöhnlich mehrere auf einem Chip zu einem Schaltkreis vereinigt sind. Ebensogut lassen sich NAND-Gatter verwenden. Die Schaltkreisfamilien enthalten aber auch komplette Flipflop-Stufen, wodurch sich die Schaltungstechnik wesentlich vereinfacht (Tafel 4.2.-7).

Tafel 4.2.-7. Typenbeispiele für integrierte Grundgatter und Flipflop-Glieder

Schaltung	Schaltkreisfamilie TTL Standard	TTL-Low-Power-Schottky	PMOS	CMOS
NOR				
4 NOR/2 Eing.	7402[1]	DL 002	U 106	V 4001
2 NOR/3 Eing.	–	–	U 102	–
NAND				
4 NAND/2 Eing.	D 100	DL 000	–	V 4011
3 NAND/3 Eing.	D 110	DL 010	–	V 4023
2 NAND/4 Eing.	D 120	DL 020	–	V 4012
Flipflop				
RST-FF	74118[1] (6fach) 74279[1] (4fach)	–	U 103	4044[1] (4fach, Tristate-Ausgang)
D-FF (zustandsgesteuert)	MH 7475[2]	–	–	–
D-FF (flankengesteuert)	D 174 (2fach)	DL 074 (2fach)	–	V 4013 (2fach)
JK-FF (Einflankensteuer.)	7440[1]	–	–	–
JK-FF (Zweiflanken-steuerung)	D 172	DL 112	U 108 (2fach)	V 4027 (2fach)

Anmerkung: [1] Internationale Baureihe
[2] TESLA (ČSSR)

Als nachteilig erweist sich, daß der einfache RS-Flipflop ständig für Stellsignale und damit auch für Störimpulse aufnahmebereit ist. Durch eine Schaltungserweiterung ist es möglich, diesen Nachteil zu umgehen, indem über einen Freigabe- oder Takteingang C (clock = Takt) nur während eines gewünschten Zeitintervalls der RS-FF zur Informationsübernahme aktiviert wird. Auf diese Weise erhält man einen RST-FF, einen getakteten RS-FF (Bild 4.2.-70). G_3 und G_4 bilden den eigentlichen Flipflop, G_1 und G_2 die über den Eingang C steuerbare Freigabeschaltung. Nur wenn an C H-Potential anliegt, wird die an S und R stehende Information an den FF und damit zu den einander inversen Ausgängen Q und $\bar{Q}$ durchgeschaltet.

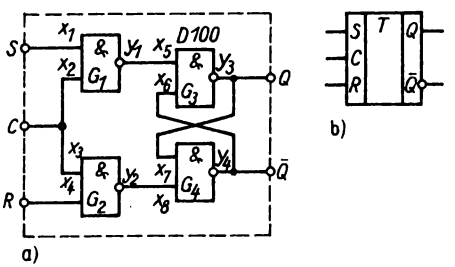


Bild 4.2.-70. Getakteter RS-Flipflop aus vier NAND-Gattern (D100)

D-Flipflop (D-FF). Der D-FF hat außer dem Takteingang *C*, der entweder statisch oder dynamisch gesteuert wird, nur einen Daten- oder Befehlseingang *D* (delay = verzögern). Durch H-Signal an *D* wird der D-FF gesetzt (an *Q* erscheint H-Signal), durch ein L-Signal wird er rückgesetzt (an *Q* erscheint L). Dies geschieht aber nur, wenn die Freigabe durch ein H-Signal (Taktsignal) an *C* veranlaßt wird. Geht *C* auf L-Potential, bleibt der gerade vorhandene Speicherzustand erhalten.

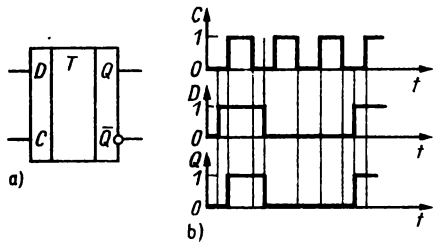


Bild 4.2.-71
D-Flipflop mit statischer Taktsteuerung
a Symbol
b wichtige Zeitverläufe

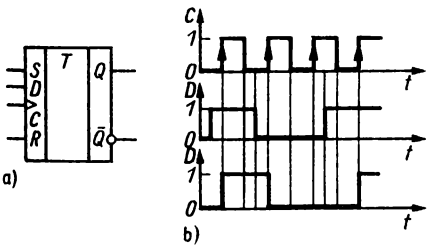


Bild 4.2.-72
D-Flipflop mit Taktflankensteuerung und statischem Setz- und Rücksetzeingang
a Symbol
b wichtige Zeitverläufe

Beim statisch oder taktzustandsgesteuerten D-FF (Bild 4.2.-71) ist der Dateneingang so lange aufnahmebereit, wie *C* auf H-Potential liegt. Während dieser Zeit können deshalb auch evtl. auftretende Störsignale zu Fehlschaltungen führen. Abhilfe bietet der dynamisch gesteuerte oder flankengetriggerte D-FF (Bild 4.2.-72). Bei diesem erfolgt die Informationsübernahme während der sehr kurzen Zeit des Übergangs vom L- zum H-Zustand des Taktsignals, also nur während der positiven Taktimpulsflanke. Danach ist der *D*-Eingang sofort wieder verriegelt. Änderungen am Dateneingang können erst zur nächsten positiven Impulsflanke des Taktsignals wirksam werden. Integrierte D-FF haben meist noch einen Setz- und einen Rücksetzeingang (*S* und *R*), um das Speicherelement in eine bestimmte Grundstellung bringen zu können.

JK-Flipflop (JK-FF). Am häufigsten verwendet, weil universell einsetzbar, sind JK-Flipflop. Sie werden prinzipiell flankengesteuert. Außer dem Takteingang haben sie mindestens die beiden Dateneingänge *J* und *K* (Die Bezeichnungen „*J*" und „*K*" sind willkürlich gewählt.) Bild 4.2.-73.

H-Signal an *J* bewirkt Setzbefehl (an *Q* erscheint H-Potential); H-Signal an *K* bewirkt Rücksetzbefehl (an *Q* erscheint L-Potential). Die Ausführung des Befehls erfolgt jedoch ausschließlich durch die L-H-Taktflanke am Eingang *C* (Einflankensteuerung). Liegt gleichzeitig am *J*- und am *K*-Eingang H-Signal an, wird das Kippglied alternierend bei jedem Takt umgeschaltet. Am Ausgang erscheint dadurch das Taktsignal mit halber Frequenz. Die Wertekombination H-Signal

gleichzeitig am *J*- und am *K*-Eingang ist also im Gegensatz zum RS-FF zulässig und praktisch nutzbar (Frequenzteiler 2:1). Liegt gleichzeitig am *J*- und am *K*-Eingang L-Signal an, bleibt der zuletzt eingestellte Zustand erhalten.

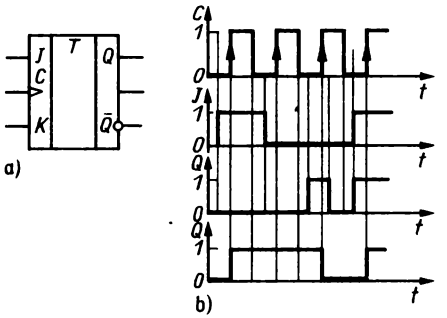


Bild 4.2.-73
JK-Flipflop
a Symbol
b wichtige Zeitverläufe

Integrierte JK-FF haben im allgemeinen mehrere *J*- und *K*-Eingänge, die intern konjunktiv miteinander verknüpft sind. Ferner sind *R*- und *S*- oder $\bar{R}$- und $\bar{S}$-Eingänge vorhanden, um den FF in eine Grundstellung versetzen zu können.

Die meisten JK-FF sind als sog. Master-Slave-FF mit Zweiflankensteuerung ausgebildet (Bild 4.2.-74). Sie enthalten einen Zwischenspeicher (Master = Meister) und einen Folge- oder Hauptspeicher (Slave = Sklave). Mit der L-H-Flanke des Taktsignals wird die Eingangsinformation in den Master übernommen und erst während der folgenden H-L-Flanke über den Slave an den Ausgang übertragen. Dabei spielen sich folgende Teilvorgänge ab: Zum Taktzeitpunkt

t_1 wird der Slave vom Master getrennt,
t_2 übernimmt der Master die Eingangsinformation,
t_3 werden die Informationseingänge verriegelt,
t_4 wird die Information vom Master in den Slave übertragen und steht nun an den Ausgängen Q und $\bar{Q}$ zur Verfügung.

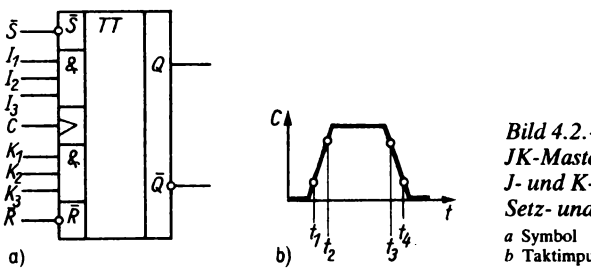


Bild 4.2.-74
JK-Master-Slave-Flipflop mit mehreren J- und K-Eingängen sowie negierten Setz- und Rücksetzeingängen
a Symbol
b Taktimpuls

Die Übertragung der Information vom Eingang zum Ausgang geschieht mit einer Verzögerung, die von der Dauer $T = t_4 - t_1$ des Taktes abhängt.

Zähler. Elektronische Zähler haben die Aufgabe, Spannungsimpulse zu zählen. Das geschieht in der Weise, daß bei jedem Zählschritt eine Einheit zu einer schon gespeicherten Summe addiert und die neue Summe wieder gespeichert wird. Grundbaustein elektronischer Zähler ist der Flipflop, der den Informationsgehalt von 1 Bit speichern kann. Eine Kettenschaltung von *n* FF-Stufen ist in der Lage,

fortlaufend zu addieren und n Bit zu speichern. Da jeder FF zwei Schaltzustände einnehmen kann, liegt es nahe, den Ausgängen der FF jeweils einen Stellenwert von Ziffern des dualen Zahlensystems zuzuordnen. Für einen 4stelligen Dualzähler nach Bild 4.2.-75 ergibt sich für
den 1. FF der Stellenwert $2^0 = 1$,
den 2. FF der Stellenwert $2^1 = 2$,
den 3. FF der Stellenwert $2^2 = 4$,
den 4. FF der Stellenwert $2^3 = 8$.

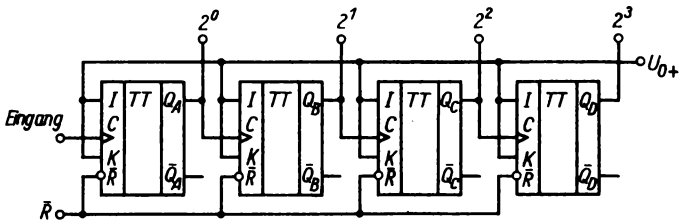


Bild 4.2.-75. Vierstufiger asynchroner vorwärtszählender Dualzähler aus vier JK-FF (z. B. zwei V 4027)

Erscheint am jeweiligen FF-Ausgang H-Potential (Wertigkeit 1), ist die Potenz vorhanden, andernfalls nicht. Mit dem 4stelligen Dualzähler können somit $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 15$ Impulse aufgenommen und gespeichert werden. Der Zähler kann von 0 bis 15 zählen, sein Zählumfang ist $m = 2^4 = 16$. Allgemein gilt für einen n-stelligen Dualzähler

$$m = 2^n. \tag{4.2.-55}$$

In der Schaltung nach Bild 4.2.-75 steuern sich die FF-Stufen nacheinander an; es ist ein asynchroner Dualzähler. Er zählt vorwärts, also 0, 1, 2, 3 usw. bis 15.

Wird die Ansteuerung der 2., 3. und 4. Stufe nicht vom Ausgang Q der vorhergehenden vorgenommen, sondern von deren $\bar{Q}$-Ausgang, zählt der Zähler rückwärts, also 0, 15, 14 usw. bis 1. Die maximal mögliche Zählfrequenz asynchroner Zähler wird von der Summe der Signallaufzeiten der Flipflop-Stufen bestimmt. Eine höhere maximale Zählfrequenz erhält man mit einem synchronen Dualzähler. Bei diesem werden alle Flipflop-Stufen des Zählers von jedem Zählimpuls gleichzeitig angesteuert. Die Takteingänge aller FF sind parallelgeschaltet. Welche FF jeweils schalten, hängt vom Zustand der vorhergehenden FF ab. Soll der Zählumfang kleiner als die mögliche Zählkapazität sein, muß dafür gesorgt werden, daß nach Erreichen des gewünschten Zählumfangs der Zähler in die Ausgangsstellung zurückspringt. Das wird schaltungstechnisch durch Rückführungen auf die Rückstelleingänge der FF erreicht. Man erhält einen Modulo-Zähler. Ein Modulo-6-Zähler (wie er zur Minuten- und Sekundenanzeige in elektronischen Uhren gebraucht wird) zählt von 0 bis 5. Die Rückführung erfolgt von den Ausgängen 2^1 und 2^2 über ein NAND-Gatter auf die Rückstelleingänge. Jeder 6. Impuls stellt damit den Zähler auf Null. Ein Modulo-10-Zähler zählt von 0 bis 9; er springt beim 10. Impuls in die Nullstellung zurück. Er wird als Dezimalzähler oder als eine Zähldekade bezeichnet. Beim Dezimalzähler gehen die Rückführungen von den Ausgängen 2^1 und 2^3 über NAND-Gatter an die Rückstellein-

Tafel 4.2.-8. Typenbeispiele für integrierte Zähler, Register, Teiler, Dekoder, Treiber

Schaltkreis	Typen	Bemerkungen
Asynchrone Dualzähler	7492	Modulo 2, 6 und 12
	7493	Modulo 2, 8 und 16
	4020	14 Bit
Asynchrone Dezimalzähler	MH 7490	Modulo 2, 5 und 10
Synchrone Dualzähler	D 193; DL 193	
	U 122	mit Speicher und 7-Segment-dekoder
Synchrone Dezimalzähler	D 192; DL 192	
	U 121	mit Speicher und 7-Segment-dekoder
Auffangregister	U 4042	4 Bit (Paralleleingabe)
Schieberegister	U 352	64 Bit (dynamisch)
	D 191	8 Bit
	U 311	5 Bit
	D 195; V 4035; V 4015	4 Bit
Frequenzteiler	U 112	7stufig
BCD-7-Segment-Dekoder	D 146; D 147; U 40511	
	D 345 ... D 348	mit Konstantstromausgängen
BCD-Dezimal-Dekoder	7442; V 4028	
Treiber	E 412	kurzschlußfest, Tri-state-Ausgang
	D 410	kurzschlußfest

Anmerkung: Serien 74..; 40.. international
Serien D...; DL...; U...; V.... RFT (DDR)
Serie MH.... TESLA (ČSSR)

gänge. Durch eine Kettenschaltung von z Dezimalzählern erhält man einen z-stelligen BCD-Zähler (BCD binary coded decimal), mit dem z Dekaden (Einer, Zehner, Hunderter usw.) erfaßt werden. In den verschiedenen Schaltkreisfamilien stehen integrierte Dual- und Dezimalzähler sowie Frequenzteiler zur Verfügung (Tafel 4.2.-8).

Kodeumsetzer. Es ist häufig notwendig, Binärzahlen in Dezimalziffern oder umgekehrt umzuwandeln. Zur optischen Anzeige von Dezimalziffern werden heute meist 7-Segment-Anzeigesysteme eingesetzt, die nicht unmittelbar von den Zäh-

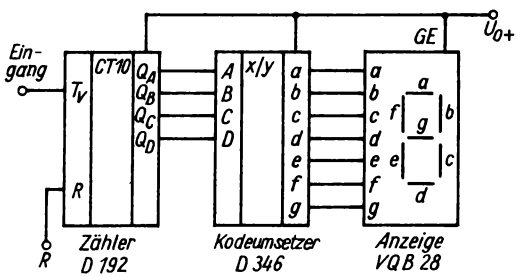


Bild 4.2.-76. Zusammenschaltung eines BCD-Zählers mit einem BCD-7-Segmentdecoder und einem Anzeigeteil

lerausgängen angesteuert werden können. Dafür ist ein entsprechender Umsetzer vorzusehen, der die meist im BCD-Kode vorliegende Ausgangsinformation des Zählers in den 7-Segment-Kode umsetzt (Bild 4.2.-76). Kodeumsetzer werden in integrierter Technik angeboten.

Register. Register sind Speicher zur Aufnahme binärer Daten. Wie alle Speicher müssen sie die drei Funktionen Informationsaufnahme (Schreiben), Informationsaufbewahrung (Speichern) und Informationsausgabe (Lesen) erfüllen. Es ist zu unterscheiden zwischen Parallelregistern (auch als Speicherregister bezeichnet) und Schieberegistern. Im Bild 4.2.-77 wird eine mit vier D-FF aufgebaute Schaltung eines Parallelregisters gezeigt. Als Schaltkreise eignen sich z. B. 2 Stück D 174 D oder V 4013 D, von denen jeder zwei flankengetriggerte D-FF enthält. Über den Eingang $\bar{R}$ werden durch L-Signal zunächst alle vier FF in den Ausgangszustand gebracht. $\bar{S}$ muß auf H-Potential liegen; er ist damit außer Funktion. An D_1 bis D_4 liegt die zu speichernde Information. Während der L-H-Flanke des auf den Eingang C einwirkenden Taktsignals wird diese Information eingeschrieben und steht an den Ausgängen Q_1 bis Q_4 zur Verfügung. Eine neue Information kann erst zur nächsten L-H-Taktflanke übernommen werden. Speicherregister sind ein wesentlicher Bestandteil von Mikroprozessoren. Man verwendet sie u. a. zur Zwischenspeicherung von Zählergebnissen.

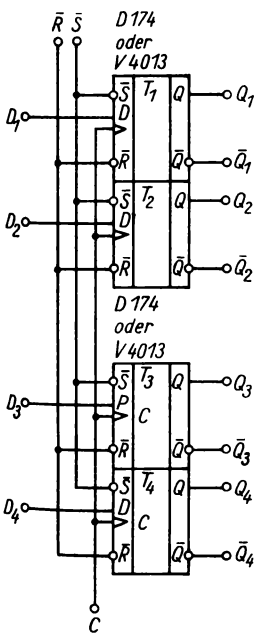


Bild 4.2.-77
4-Bit-Parallelregister (Datenregister) aus vier D-FF (D174 oder V4013)

Schieberegister sind Kurzzeitspeicher, die besonders in der Steuerungstechnik benötigt und eingesetzt werden. Sie bestehen aus der Kettenschaltung von FF-Gliedern; schaltungstechnisch besteht eine enge Verwandtschaft zum Binärzähler. In der Grundschaltung eines aus vier JK-Master-Slave-Kippgliedern gebildeten 4-Bit-Schieberegisters wird der Schiebetakt den C-Eingängen der vier Kippglieder synchron zugeführt (Bild 4.2.-78a). Bei jedem Taktimpuls übernimmt der erste FF die gerade am Eingang anstehende, die folgenden FF-Stufen die an den Ausgängen der vorhergehenden Stufen anliegende Information. Mit jedem Taktimpuls wird deshalb der Speicherzustand jeder Stufe auf die folgende weitergeschoben. Nach vier Takten ist eine Eingangsinformation (z. B. $Z_{(2)} = 1101$)

seriell eingetaktet und kann an Q_A (1), Q_B (1), Q_C (0) und Q_D (1) parallel ausgelesen werden. Das dargestellte Schieberegister hat serielle Eingabe und parallele Ausgabe. Wird allein Q_D als Ausgang verwendet, erhält man eine serielle Informationsausgabe. Nachdem von der Nullstellung des Schieberegisters ausgehend die Eingangsinformation mit vier Takten eingegeben worden ist, wird mit jedem weiteren Takt die Signalfolge (1101) an Q_D wieder ausgetaktet. In diesem Falle liegt serielle Eingabe und serielle Ausgabe vor.

Haben die Kippglieder *R*- und *S*-Eingänge, ist über diese auch eine parallele Informationseingabe möglich. Je nach Ein- und Ausgabeart ergeben sich vier Betriebsarten (Bild 4.2.-78b), und zwar:

1. seriell–parallel; 2. seriell–seriell; 3. parallel–parallel; 4. parallel–seriell.

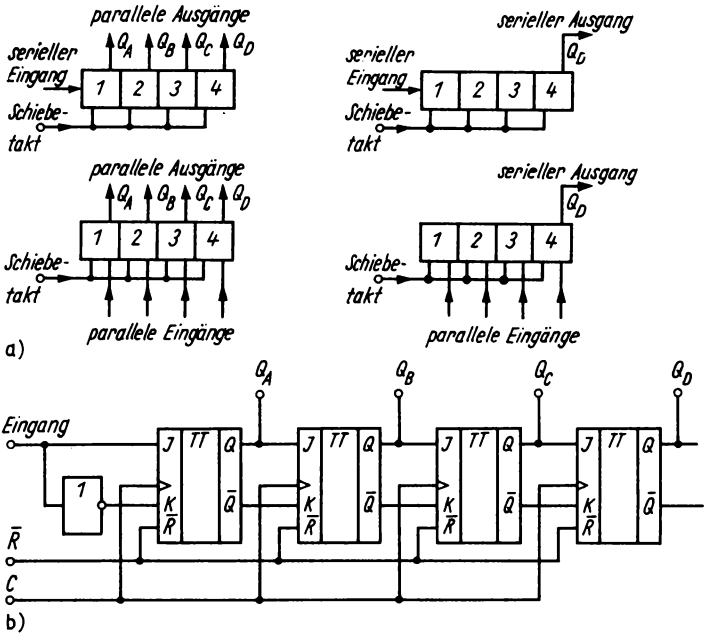


Bild 4.2.-78. Schieberegister

a Blockschaltungen für die vier möglichen Betriebsarten

b Ausführungsbeispiel eines 4-Bit-Schieberegisters aus vier JK-FF und einem Inverter (z. B. 2 Stück V4027 und 1 Stück V4011) oder einem Schaltkreis V4015

Speicher. Speicher sind Funktionseinheiten, die Informationen aufnehmen, aufbewahren und zu einem späteren Zeitpunkt auf Befehl wieder abgeben können. Neben den bereits vorgestellten Registern, die nur eine geringe Speicherkapazität haben, gibt es Speicher, die sich der Zusammenschaltung von FF-Stufen bedienen und für einen nahezu unbegrenzten Speicherinhalt ausgelegt werden können. Ihre Eigenschaften werden durch die Kenngrößen „Speicherkapazität" (das ist die maximal aufnehmbare Informationsmenge in Bit) und „Zugriffszeit" beschrieben. Prinzipiell kann man zwischen Schreib-Lese-Speichern (RAM *random access memory*) und Nur-Lese-Speichern (ROM *read only memory*) unterscheiden.

Mikroprozessor. Viele Vorgänge in Natur und Technik laufen nach mathematischen bzw. logischen Regeln ab. Die Nachbildung solcher Vorgänge kann durch elektronische Mittel erfolgen. Die dafür geeignete, universelle, den unterschiedlichsten Zwecken anpaßbare Schaltungsanordnung ist der elektronische Rechner (Bild 4.2.-79). Er kann programmiert werden, so daß man in ihm Algorithmen speichern und zu jeder Zeit abarbeiten lassen kann. Er ist damit ein universelles Hilfsmittel zur Realisierung von Steuerungen, für die man in verbindungsprogrammierter Technik umfangreiche elektronische Schaltungen benötigen würde, die nur auf einen einzigen Anwendungsfall zugeschnitten sind. Entsprechend

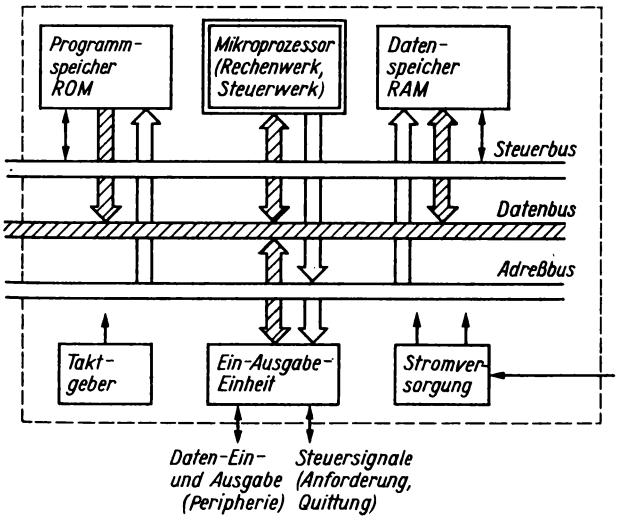


Bild 4.2.-79. Prinzipieller Aufbau eines Mikrorechners

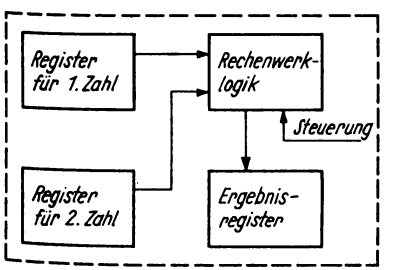


Bild 4.2.-80
Prinzipielle Schaltungsstruktur eines Rechenwerkes (ALU)

dem vorgegebenen, in einem Speicher enthaltenen Algorithmus werden im Rechner Daten miteinander verknüpft, Zwischenlösungen gespeichert und Endergebnisse ausgegeben. Die Verknüpfung der Daten besorgt das Rechenwerk (ALU *arithmetic logic unit*) (Bild 4.2.-80). Zur Steuerung des Ablaufs dient das Steuerwerk. Rechenwerk, Steuerwerk und interne Speichereinheiten bilden die zentrale Verarbeitungseinheit, den Mikroprozessor (CPU *central processing unit*)

(Bild 4.2.-81). CPU werden als hochintegrierte Schaltkreise angeboten. Als Beispiele seien genannt U 808 D: 8-Bit-CPU, 48 Befehle; U 880 D: 8-Bit-CPU, 158 Befehle. Die Funktionseinheiten eines Rechners sind durch Sammelleitungen, das Bussystem, miteinander verbunden. Es gliedert sich in den Adreß-, den Daten- und den Steuerbus. Um mit einer geringen Anzahl an Verbindungsleitungen und wenig Anschlußstiften an den Schaltkreisen (vor allem der CPU) auszukommen, werden die Informationen zeitlich nacheinander (seriell) übertragen. Die Befehlsabarbeitung wird vom Taktgenerator gesteuert. Es ist jeweils nur ein Baustein an den Datenbus angeschaltet; die übrigen sind beispielsweise durch Tristate-Ausgänge abgetrennt. Die zum Betrieb erforderlichen externen Schaltungen und Geräte müssen in ihren elektrischen Daten an den Rechner bzw. Mikroprozessor angepaßt werden. Dazu dienen spezielle Ein- und Ausgabeeinheiten, Puffer- und Treiberstufen, die ebenfalls in integrierter Technik verfügbar sind.

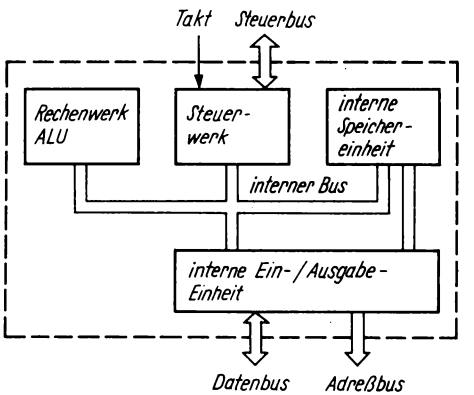


Bild 4.2.-81. Prinzipieller Aufbau eines Mikroprozessors (CPU)

4.2.2.2. Digitale Schaltungen mit pneumatischen Bauelementen

Mit der Entwicklung der Digitaltechnik werden Logikelemente notwendig, die im Gegensatz zu Elementen der Elektronik auch bei extremen Umgebungstemperaturen, hohen Beschleunigungen, explosionsgefährdeter Umgebung sowie bei Einwirkung energiereicher Strahlung oder starker elektromagnetischer Wechselfelder sicher und zuverlässig arbeiten. Zur Lösung dieser Aufgaben wurden spezielle pneumatisch arbeitende Logikelemente entwickelt; sie stellen eine wertvolle Ergänzung der elektronischen Elemente dar und erweitern die Einsatzgebiete der gesamten digitalen Steuerungstechnik. Dabei war und ist die Entwicklung dieser pneumatischen Logikelemente auch eng mit der Entwicklung und dem Einsatz konventioneller pneumatischer Elemente verbunden.

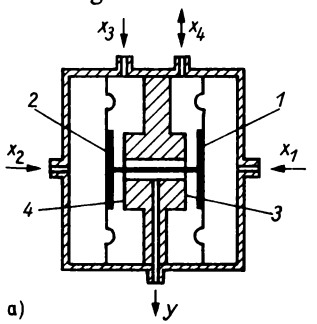
Pneumatische Logikelemente arbeiten im Normaldruckbereich (0,02...0,2) MPa oder im Niederdruckbereich (10^2...10^4) Pa. Im Hochdruckbereich arbeitende Wegeventile können mit ihrer Hilfe angesteuert werden und stellen somit Ausgänge zur Leistungspneumatik dar. Für spezielle Zwecke ist es deshalb möglich, vollpneumatische Steuerungen zu entwickeln. Über Pneumatik-Elektrik-Wandler (s. Abschn. 4.2.2.3.1.) können auch elektrische Ausgangsglieder angesteuert werden. Obwohl auch die Ansteuerung hydraulisch arbeitender Ventile

prinzipiell möglich ist, sollte die Kopplung vermieden werden, da Ölspuren in pneumatischen Systemen bzw. Luft in hydraulischen Systemen häufig zu Fehlfunktionen führen. Den Vorteilen dieser Logikelemente steht jedoch als Nachteil gegenüber, daß nur niedrige Geschwindigkeiten bei der Signalverarbeitung sowie kurze Leitungslängen, relativ geringe Funktionsdichten und nur begrenzte Verknüpfungsgrade wirtschaftlich realisiert werden können. Außerdem ist eine pneumatische Binäranzeige kompliziert zu realisieren.

Die technische Realisierung der pneumatischen Logikelemente erfolgt analog zu den pneumatischen Verstärkern (s. Abschn. 4.2.1.2.2.) in zwei verschiedenen Richtungen: pneumatische Logikelemente *mit* und *ohne* bewegte Teile.

4.2.2.2.1. Logikelemente mit bewegten Teilen

Die im Abschn. 3.4.2. dargestellten pneumatischen Elemente mit bewegten Teilen eignen sich prinzipiell auch zur Realisierung logischer Verknüpfungsfunktionen. Sie haben jedoch einen recht hohen Luftbedarf und schalten außerdem relativ langsam. Für logische Funktionen wurden deshalb spezielle Logikelemente entwickelt, die sich durch vergleichsweise niedrigen Luftbedarf sowie wesentlich kürzere Schaltzeiten und geringere Baugröße auszeichnen. Neben den dadurch bedingt selten verwendeten Steuerelementen Kolben und Kugel finden für Logikelemente insbesondere Membranen Anwendung. Bild 4.2.-82 stellt ein Doppelmembranrelais des Systems DRELOBA (DREsdener-LOgik-BAusteine des VEB Reglerwerk Dresden) dar. Neben diesem Doppelmembranrelais finden auch Einmembranrelais (insbesondere CSSR-Entwicklung), Dreimembranrelais (insbesondere UdSSR-Entwicklung) und erweiterte Doppelmembranrelais Anwendung.



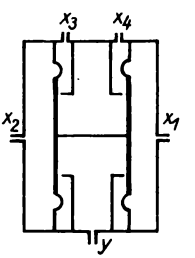


Bild 4.2.-82
Doppelmembranrelais
a Schnittbild
b Prinzipdarstellung

Da Strömungsvorgänge nur in Verbindung mit Umschaltvorgängen stattfinden, ansonsten aber feststehende Schaltzustände rückwirkungsfrei eingenommen werden, bezeichnet man diese Elemente üblicherweise als statische Elemente.

Die Schaltstellung der bewegten Teile und damit die Schaltbelegung ergibt sich aus dem Kräftegleichgewicht der mit Druck beaufschlagten Flächen. Die Signale werden durch statische Drücke übertragen. Bezüglich der Zusammenschaltung dieser Elemente bestehen bei gleichem Druckbereich keine Probleme; bei unterschiedlichen Druckbereichen muß eine Anpassung erfolgen. Die Schaltzeiten und damit die maximal mögliche Schaltfolgefrequenz werden durch das dynamische Verhalten bei den Umschaltungen bestimmt. Zur Vermeidung von Fehl-

schaltungen ist die maximal zulässige Schaltfolgefrequenz an der kritischen Stelle bzw. im ungünstigsten Fall einzuhalten. Kann dies aufgrund von Herstellerangaben nicht sichergestellt werden, sind geeignete Erprobungen durchzuführen.

Neben den dargestellten statischen Elementen mit bewegten Teilen gibt es noch sog. quasistatische Elemente, die sich zwar wie statische Elemente verhalten, bei denen aber ständig eine Strömung zur Aufrechterhaltung des Schaltzustandes erforderlich ist. Typische Vertreter dieser Gruppe sind das Folien- und das Kugelelement. Sie können im Lehrbuch nicht weiter behandelt werden.

Ebenso wie in der Elektronik werden auch in der Pneumatik – allerdings nach anderen Kriterien – aktive und passive Elemente unterschieden. Ein pneumatisches Logikelement wird als aktives Element bezeichnet, wenn der Versorgungsdruck (Hilfsenergie) abzüglich der inneren Druckverluste als Ausgangs-1-Signal wirksam wird. Dies ist nur möglich, wenn der Versorgungsdruck am dafür vorgesehenen Anschluß (in der Regel Anschluß x_3) anliegt. Wird dieser Anschluß mit einem Steuerdruck belegt, kann nur dieser abzüglich der inneren Druckverluste als Ausgangs-1-Signal wirksam werden; man spricht in diesem Fall von einem passiven pneumatischen Logikelement. Diese Einteilung zeigt, daß ein und dasselbe Logikelement – je nach Belegung des Anschlusses x_3 – sowohl passives als auch aktives Element sein kann. Es wird auch deutlich, daß aufgrund der sich addierenden Druckverluste bei Hintereinanderschaltung zu vieler ausschließlich passiver Elemente die störsichere und zuverlässige Funktion der Gesamtanordnung nicht mehr gewährleistet ist. Diese Probleme können durch Zwischenschalten aktiver Elemente vermieden werden. Die diesbezüglichen Herstellerangaben sind einzuhalten. Zu beachten ist weiterhin, daß bei pneumatischen Logikelementen bei der Umschaltung der Signalzustände von 1 nach 0 die vorher unter Druck stehende Ausgangssignalleitung entlüftet werden muß. Dafür ist der entsprechende Anschluß am Logikelement (in der Regel Anschluß x_4) offenzulassen.

Stellvertretend für Logikelemente mit bewegten Teilen sollen der prinzipielle Aufbau und die Wirkungsweise der beiden wichtigsten Grundelemente des Systems DRELOBA, des Doppelmembranrelais, das UND- und NICHT-Verknüpfungen enthält, und des ODER-Elements dargestellt werden.

Doppelmembranrelais. Das Doppelmembranrelais (s. Bild 4.2.-82) ist symmetrisch aufgebaut, d.h., es besitzt zwei gleich große Membranen (*1*) und (*2*), die durch einen Steg starr miteinander verbunden sind und den Innenraum in fünf Kammern, zwei jeweils außen liegende äußere und drei innere, unterteilen. Die drei inneren Kammern befinden sich einmal hinter den Anschlüssen x_3 und x_4 und die dritte mit dem Ausgang y verbundene Kammer befindet sich zwischen den beiden Dichtungsringflächen (*3*) und (*4*); diese Kammer ist je nach Schaltstellung des Doppelmembranrelais mit einer der beiden oder auch mit beiden anderen inneren Kammern verbunden. Die konstruktive Gestaltung erfolgt stets so, daß die wirksame Membranfläche der beiden äußeren Kammern doppelt so groß wie die der inneren Kammer (Ringfläche) ist.

Üblicherweise werden das Signal x_3 bzw. der dort anliegende Hilfsdruck gesteuert und ein Steuersignal x_1 auf die rechte (sog. positive) Membrankammer und ein Steuersignal x_2 auf die linke (sog. negative) Membrankammer geleitet. Das Ausgangssignal entsteht durch entsprechende Kombination der Eingangssignale. So ergibt sich z.B. $y = 1$ bei $x_1 = 1, x_2 = 0$ und $x_3 = 1$.

Wird danach $x_1 = 0$ UND $x_2 = 1$ eingestellt, zeigt sich die Notwendigkeit eines offenen Anschlusses x_4, denn $y = 0$ kann sich nur dann einstellen, wenn eine Entlüftung über x_4 möglich ist. Obwohl aufgrund des symmetrischen Aufbaus des Doppelmembranrelais die Anschlüsse x_3 und x_4 vertauscht werden können, wird in der Praxis fast ausschließlich x_4 als Entlüftungsanschluß benutzt.

Unter Beachtung von Bild 4.2.-82 und der erläuterten Wirkungsweise lassen sich die im Bild 4.2.-83 dargestellte logische Schaltung und die zugehörige Schaltbelegungstabelle für das Doppelmembranrelais ableiten.

x_1	x_2	x_3	y
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	0
1	1	1	1
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0

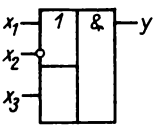


Bild 4.2.-83
Logische Schaltung und Schaltbelegungstabelle eines Doppelmembranrelais nach Bild 4.2.-82

ODER-Element. Den konstruktiven Aufbau eines ODER-Elementes zeigt Bild 4.2.-84. Es arbeitet nach dem Prinzip des Doppelrückschlagventils. Durch einen verschiebbar angeordneten Dichtkörper (Gummi) wird der Innenraum in zwei Kammern unterteilt. Jede Kammer hat eine Anschlußöffnung für eine Steuerleitung. Der Ausgang befindet sich in der Mitte zwischen den beiden Kammern; er kann durch den Dichtkörper nicht verschlossen werden. Durch den Dichtkörper kann je nach Beaufschlagung einer der beiden Eingänge abgedichtet werden, während der andere mit dem Ausgang verbunden ist und damit 1-Signal erhält. (Das Element ist folglich nicht rückwirkungsfrei; ein 1-Signal an y kann auf x_1 bzw. x_2 zurückwirken. Es fehlt die Sperrwirkung, die beim Dioden-ODER auftritt.) Bei gleichwertiger Beaufschlagung beider Eingänge nimmt die Dichtplatte eine Mittelstellung ein; am Ausgang liegt dann das gleiche Signal an. Das vorgestellte ODER-Element wirkt somit stets als passives Element.

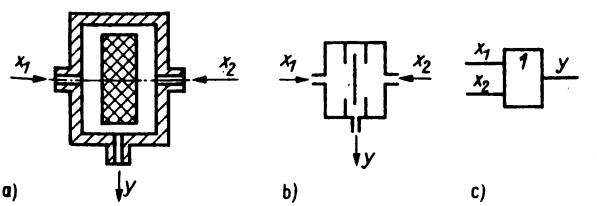


Bild 4.2.-84
ODER-Element
a Schnittbild
b Prinzipdarstellung
c Symbol

Die beiden beschriebenen pneumatischen Logikelemente mit bewegten Teilen, das Doppelmembranrelais und das ODER-Element aus dem System DRELOBA ermöglichen die Realisierung prinzipiell aller logischen (kombinatori-

schen) Verknüpfungsfunktionen. In vielen konkreten Fällen ist es jedoch aus technischen und ökonomischen Gründen nützlich bzw. notwendig, die weiteren im System DRELOBA vorhandenen speziellen Bausteine (z. B. Doppelrückschlagventil, erweitertes Doppelmembranrelais, Drosseln, Speicher usw.) auch zu nutzen. Das System DRELOBA stellt somit in Verbindung mit den ebenfalls verfügbaren Bausteinen zur Ein- und Ausgabe, Wandlerbausteinen usw. ein vielseitig einsetzbares digitales Bausteinsystem dar.

Zur Umwandlung von Binärsignalen der Normaldruck-Grundelemente in Binärsignale des gleichen Druckbereiches, jedoch größerer Leistung (z. B. Notwendigkeit der Auffüllung langer Übertragungsleitungen, Ansteuerung von Stellgliedern, Zu- bzw. Abschalten von Versorgungsluftanschlüssen u. ä.) finden sog. *Schaltverstärker* Anwendung. Funktionsbestimmendes Element ist hier ein negierend wirkendes Kugelschaltelement, das bei anliegendem Versorgungsluftdruck gegen Atmosphäre abdichtet, so daß am Ausgang 1-Signal erscheint. Bei anliegendem Eingangssignal wird durch die Kugel die Versorgungsluft abgedichtet und der Ausgang entlüftet. Am Ausgang liegt 0-Signal an.

4.2.2.2.2. Logikelemente ohne bewegte Teile

Die Wirkungsweise der Logikelemente ohne bewegte Teile beruht wie bei den fluidischen Verstärkern (s. Abschn. 4.2.1.2.2.) auf strömungsdynamischen Effekten. Im Gegensatz zu Logikelementen mit bewegten Teilen werden hierbei die einzelnen Kammern bzw. Leitungsanschlüsse nicht gegenseitig abgesperrt, sondern wechselseitig durchströmt. Fluidische Logikelemente arbeiten vorwiegend im Druckbereich (1 ... 20) kPa. Sie zeichnen sich durch kleinere Abmessungen, kurze Schaltzeiten und meist auch geringeren Fertigungsaufwand aus. Wegen der funktionsbedingt ständig stattfindenden Strömungsvorgänge und dem damit verbundenen Druckstromverbrauch sind diese Elemente mit sehr kleinen Düsenweiten versehen. Die wesentlichen Grundformen fluidischer Logikelemente sind *Wandstrahlelemente*, *Freistrahlelemente* und *Strahlablenkungselemente*; sie unterscheiden sich in ihrem charakteristischen Wirkprinzip. Von jeder dieser Grundformen existiert eine Vielzahl von Ausführungsvarianten.

Wandstrahlelemente. Bei den Wandstrahlelementen wird der sog. Wand- bzw. *Coanda*-Effekt (benannt nach dem Physiker *H. Coanda*) ausgenutzt. Man versteht darunter die Eigenschaft eines strömenden Mediums, sich längs einer Wandung an diese anzulegen und ihrem Verlauf zu folgen. Bild 4.2.-85 veranschaulicht vereinfacht die Nutzung dieses Effekts bei Wandstrahlelementen am Beispiel einer pneumatischen bistabilen Kippstufe. Trifft bei diesem Element ein Luftstrahl auf die Gabelung, so wird dieser nur in einem der beiden symmetrisch angeordneten Kanäle weiterströmen. In welchem der beiden Kanäle das sein wird, ist aufgrund der Symmetrie der Anordnung nicht vorher bestimmbar (vgl. dazu unbestimmten Schaltzustand elektronischer bistabiler Kippstufen nach dem Zuschalten der Versorgungs-Gleichspannung). Der strahlführende Ausgang erhält dann 1-Signal, der andere 0-Signal. Bei der im Bild 4.2.-85 gezeigten Strahlführung löst sich bei einem kurzen Steuerimpuls an x_2 der Luftstrahl von der Wandung und legt sich an die dem Steuerimpuls gegenüberliegende Wandung an, wodurch sich dann $y_1 = 1$ und $y_2 = 0$ einstellen. Dieser Kippvorgang erfolgt quasi

schlagartig. Der eingenommene neue stabile Zustand bleibt bestehen, bis durch ein 1-Signal an x_1 der ursprüngliche im Bild 4.2.-85 dargestellte stabile Zustand wieder eingenommen wird. Die beschriebene Funktion läßt erkennen, daß im praktischen Einsatz dieses bistabiles Verhalten zeigenden fluidischen Logikelementes wegen der Möglichkeit des Entstehens unerwünschter bzw. undefinierter Kippvorgänge das gleichzeitige Anschalten von 1-Signalen an den Steuereingängen x_1 und x_2 zu vermeiden ist (vgl. dazu äquivalentes Verhalten elektronischer bistabiler Kippstufen).

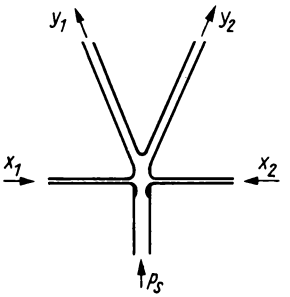


Bild 4.2.-85. Wirkprinzip eines bistabilen Wandstrahlelementes

Freistrahlelemente. Bei Freistrahlelementen tritt ein laminarer Luftstrom aus einem Strömungskanal (Emitter, vgl. Bipolartransistor) in den freien Raum zwischen Ausgang des Strömungskanals und gegenüber angeordneter Fangdüse (Kollektor, vgl. Bipolartransistor) aus (Bild 4.2.-86). Wird dieser Strahl im freien Raum nicht gestört bzw. abgelenkt, entsteht am Ausgang ein 1-Signal. Bei Ablenkung des laminaren Luftstromes im freien Raum durch einen oder mehrere Querstrahlen (Dabei wird die logische NOR-Funktion nachgebildet.) entsteht vor der Fangdüse eine turbulente Strömung. Hierdurch sinkt der Druck in der Fangdüse stark ab, und am Ausgang der Anordnung entsteht 0-Signal.

Beim praktischen Betrieb von Freistrahlelementen ist zu beachten, daß das 0-Signal im Gegensatz zu pneumatischen Logikelementen mit bewegten Teilen und fluidischen Wandstrahlelementen noch einen gewissen Restdruck aufweist, der – vgl. Logikpegel bei digitalen elektronischen Elementen – den Störabstand vermindert.

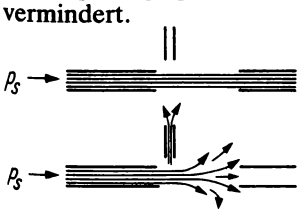


Bild 4.2.-86
Wirkprinzip eines Freistrahlelementes

Strahlablenkungselemente. Strahlablenkungselemente haben wie Freistrahlelemente eine Fangdüse. Bei ihnen erfolgt die Steuerung jedoch nicht durch Beeinflussung eines Laminarstrahles mittels Querstrahl, sondern durch den resultierenden Druckluftstrom aus zwei bzw. mehreren Laminarstrahlen. Das bedeutet z. B. für das im Bild 4.2.-87 dargestellte ODER-Element, daß sich am Ausgang 1-Signal einstellt, wenn einer oder beide Eingänge 1-Signal führen. Bei dem ebenfalls im Bild 4.2.-87 dargestellten UND-Element kann sich jedoch nur 1-Signal

einstellen, wenn beide Eingänge 1-Signal führen; führt nur ein Eingang 1-Signal, wird die Fangdüse jeweils nicht getroffen. Die beschriebenen pneumatischen Logikelemente ohne bewegte Teile stellen eine Auswahl aus einem sehr umfangreichen Sortiment dar. Die Erläuterungen erlauben es jedoch, das Betriebsverhalten dieser ständig an Bedeutung gewinnenden digitalen Bausteine insgesamt zu verstehen und sie sachgerecht einzusetzen. Zu beachten ist, daß durch die funktionsbedingt auftretenden Druckverluste die maximal zulässige Kettenlänge (s. Herstellerangaben!) nicht überschritten werden darf bzw. durch Zwischenverstärker ein Ausgleich der Druckverluste erfolgen muß.

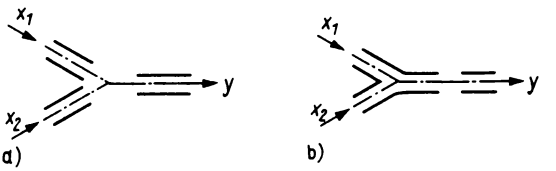


Bild 4.2.-87. Realisierung logischer Funktionen durch Strahlablenkung
a UND-Funktion
b ODER-Funktion

4.2.2.3. Wandler

Wandler sind Bausteine, bei denen Ein- und Ausgangssignale unterschiedliche Arten des Signalträgers und/oder des Informationsparameters (oder auch des Wertevorrates) aufweisen können. Derartige Bausteine treten in Automatisierungseinrichtungen sehr vielfältig auf. In den meisten Fällen haben solche Wandler nur einen Eingang und einen Ausgang und wandeln entweder die Art des Signalträgers oder die Art des Informationsparameters (Wandler mit digitalen Ein- und Ausgangssignalen heißen Umsetzer.). Als Wandler des Signalträgers sind PE- und EP-Wandler und als Wandler des Informationsparameters elektronische AD- und DA-Wandler von Bedeutung; nachfolgend sollen einige Ausführungen zum Betriebsverhalten und zum sachgerechten Einsatz dieser Bausteine gemacht werden. Wandler mit hydraulischem Ausgangssignal (elektrisch-hydraulisch bzw. in ausgewählten Fällen auch pneumatisch-hydraulisch) finden insbesondere als Stelleinrichtungen mit großen Stellkräften Anwendung; sie werden in den Abschnitten 4.5.3. und 4.5.4. besprochen. Wandler mit hydraulischem Eingangssignal haben nur eine sehr geringe praktische Bedeutung.

4.2.2.3.1. Pneumatik-Elektrik- und Elektrik-Pneumatik-Wandler

PE- bzw. EP-Wandler sind beispielsweise in solchen Automatisierungsanlagen erforderlich, bei denen die Informationsgewinnung und -nutzung (Messen und Stellen am Prozeß mit Hilfe der Pneumatik) in explosionsgefährdeter Umgebung erfolgen muß, die Informationsverarbeitung aus Gründen der Komplexität und erforderlichen Geschwindigkeit aber nur elektrisch/elektronisch realisiert werden kann. Auf diese Weise lassen sich die Vorteile von pneumatischer und elektrischer Hilfsenergie in vielen Fällen vereinigen.

PE-Wandler. Typische Wirkprinzipien von PE-Wandlern sind das Ausschlag- und das Kompensationsverfahren. Beim Ausschlagverfahren wird der dem pneu-

matischen Druck proportionale Weg bzw. die Dehnung eines elastischen Gliedes (Membran) über ein mechanisch-elektrisches Wandlerelement (z. B. Dehnmeßstreifen, induktiver Geber o. ä.) unmittelbar in ein entsprechendes elektrisches Signal gewandelt. Das Kompensationsverfahren beruht auf dem Prinzip des Kraft- bzw. Momentenvergleichs. Zunehmend an Bedeutung gewinnen heute pneumatisch-elektrische Wandler für Binärsignale. Sie bestehen üblicherweise aus einem Mikroschalter, der durch eine spezielle Membran-Stelleinheit betätigt wird. Da diese Schalter im allgemeinen nicht prellfrei arbeiten, sind entsprechende Maßnahmen zur Unterdrückung des Einflusses dieser Erscheinung auf die nachfolgenden elektronischen Verarbeitungseinheiten vorzusehen. Im Abschnitt 4.3.2.1. werden hierfür Möglichkeiten angegeben.

EP-Wandler. Typische Wirkprinzipien von EP-Wandlern sind der Weg-, Momenten- bzw. Kräftevergleich. Dazu ist es notwendig, das elektrische Eingangssignal durch ein elektrodynamisches Element (z. B. Tauchspul- oder Drehspulanordnung) in einen äquivalenten Weg, in eine äquivalente Kraft oder in ein äquivalentes Moment umzuwandeln. Dabei wird im allgemeinen keine zusätzliche elektrische Hilfsenergie benötigt. In der Vergleichsanordnung wird direkt (oder auch mittels Waagebalken) mit einer dem pneumatischen Ausgangssignal proportionalen Gegenkraft verglichen. Die sich dabei ergebende Kraft- bzw. Momentendifferenz wirkt dann über Zwischenwandlung in einen äquivalenten Weg so lange auf eine Düse-Prallplatten- oder Strahldüse-Fangdüse-Anordnung (s. Abschn. 4.2.1.2.) ein, bis sich der Gleichgewichtszustand eingestellt hat.

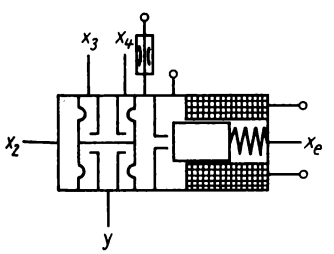


Bild 4.2.-88. Wirkprinzip eines elektrisch-pneumatischen Wandlers für Binärsignale

Die Umwandlung elektrischer in pneumatische Binärsignale erfolgt meist durch Kopplung eines pneumatischen Doppelmembranrelais mit Entlüftungsvorsteuerung mit einem Elektromagneten; Bild 4.2.-88 zeigt das Wirkprinzip eines solchen elektrisch-pneumatischen Wandlers aus dem Bausteinsystem DRELOBA. Im unbetätigten Zustand des Elektromagneten (0-Wert des elektrischen Eingangssignals x_e) dichtet der Ankerbolzen die Vorsteuerkammer ab. Am Ausgang y stellt sich 0-Signal ein. Beim Anlegen einer elektrischen Spannung (1-Wert des elektrischen Eingangssignals x_e) gibt der Ankerbolzen die Verbindung zur Atmosphäre frei. Der Kaskadendruck in der Vorsteuerkammer bricht zusammen. Am Ausgang y stellt sich 1-Signal ein. Neben der erläuterten Steuerbarkeit durch das elektrische Eingangssignal x_e können mit Hilfe der Pneumatik-Eingänge x_2 und x_3 auch logische Verknüpfungen realisiert werden.

4.2.2.3.2. Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandler

Die in der Automatisierungstechnik anfallenden und von Sensoren gelieferten Signale sind in den meisten Fällen analoge Größen. Bevor sie in digitalen Systemen verarbeitet werden können, müssen sie in digitale Signale umgewandelt werden. Andererseits ist es oft erforderlich, die von digitalen Systemen (z. B. Mikrorechnern) gelieferten Signale in analoge Stell- oder Anzeigesignale umzuformen. Dafür sind Analog-Digital- bzw. Digital-Analog-Wandler notwendig; sie werden auch als Analog-Digital-Umsetzer (ADU) bzw. Digital-Analog-Umsetzer (DAU) bezeichnet. ADU und DAU bestehen aus Präzisions-Analogschaltungen (Operationsverstärker, Komparator) und Digitalschaltungen (Zähler, Speicher) bei einem insgesamt recht hohen Aufwand an Funktionselementen. Sie stehen heute in hochintegrierter Ausführung kostengünstig zur Verfügung.

ADU haben die Aufgabe, ein analoges elektrisches Signal in ein dazu proportionales digitales Signal umzusetzen. Dazu muß das Analogsignal periodisch abgetastet, wertmäßig quantisiert und als digitale Größe ausgegeben, übertragen oder dargestellt werden. Zur Lösung dieser Aufgabe bieten sich mehrere Verfahren an, die sich im Aufwand, ihrer Eignung für die Schaltungsintegration und ihren technischen Eigenschaften unterscheiden (Tafel 4.2.-9). Wichtigste Eigenschaften sind die Wandlungs- oder Umsetzgeschwindigkeit und die Wandlungsbreite oder Auflösung (Anzahl der unterscheidbaren Stufen, Anzahl der Bits). Aus der Vielzahl der möglichen ADU-Varianten sollen nachstehend zwei näher betrachtet werden.

Tafel 4.2.-9. Übersicht über einige Analog-Digital-Umsetzverfahren

Parallelverfahren	sehr schnell, sehr aufwendig, wenig integrationsfreundlich (in I^2L-Technik möglich)
Wägeverfahren	schnell, aufwendig, häufig als Bestandteil im analogen Interface von Mikrorechnern zu finden
Zählverfahren – Nachlaufumsetzer – Sägezahnumsetzer	langsam, relativ geringer Aufwand, sehr verbreitet entweder als Spannungs-Zeit-Umsetzer oder als Spannungs-Frequenz-Umsetzer

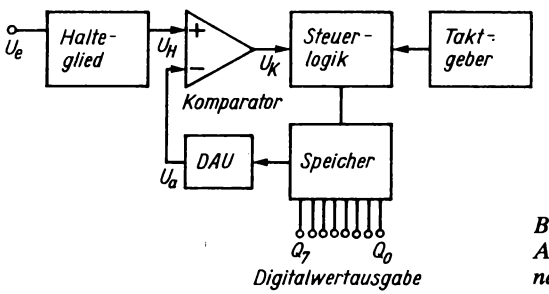


Bild 4.2.-89 Analog-Digital-Umsetzer nach dem Wägeverfahren

ADU nach dem Wägeverfahren (Sukzessiv-Approximations-Converters): Die Blockschaltung eines Sukzessiv-Approximations-Converters zeigt Bild 4.2.-89. Der Speicher steht vor Beginn der Umsetzung auf Null (00000000). Mit dem er-

sten Takt wird das höchste Bit (hier Q_7) auf 1 gesetzt und im internen DA-Wandler in ein entsprechendes analoges Signal umgewandelt ($Q_7 = 1 \triangleq$ analog 128). Dieser Wert wird nun im Komparator mit dem Eingangssignal verglichen, indem er die Differenz zwischen Eingangs- und DAU-Ausgangssignal bildet. Ist die Differenz negativ, wird Q_7 auf 0 zurückgesetzt; ist sie positiv, bleibt Q_7 auf 1. Mit dem gleichen Takt wird Q_6 auf 1 gesetzt, vom DAU als analoger Wert $Q_7 + Q_6$ ausgegeben und diese Summe wieder im Komparator mit U_e verglichen usw. Ein Zahlenbeispiel soll den Umsetzvorgang erläutern. Der Einfachheit halber habe der Speicher nur sechs Bit ($Q_5 \ldots Q_0$). Der Wert der Eingangsgröße sei 38. Die Umsetzung läuft in den in Tafel 4.2.-10 aufgelisteten Schritten ab.

Tafel 4.2.-10. Umsetzschritte in einem 6-Bit-ADU nach dem Wägeverfahren

Takt	Steuerlogik setzt im Speicher	DA-Wandler gibt aus U_a	Komparator ermittelt $U_k = U_e - U_a$	Steuerlogik ändert
1	Q_5 auf 1 $\triangleq$ 32	32	+ 6	Q_5 nicht
2	Q_4 auf 1 $\triangleq$ 16	32 + 16 = 48	− 10	Q_4 zurück auf 0
3	Q_3 auf 1 $\triangleq$ 8	32 + 8 = 40	− 2	Q_3 zurück auf 0
4	Q_2 auf 1 $\triangleq$ 4	32 + 4 = 36	+ 2	Q_2 nicht
5	Q_1 auf 1 $\triangleq$ 2	36 + 2 = 38	0	Q_1 nicht
6	Umsetzvorgang	ist abgeschlossen		Q_0 bleibt auf 0

Das Ergebnis Q_5 Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0
(1 0 0 1 1 0)$_2$ =
(32 + 0 + 0 + 4 + 2 + 0)$_{10}$ = 38
steht dual kodiert an den Speicherausgängen zur Verfügung.

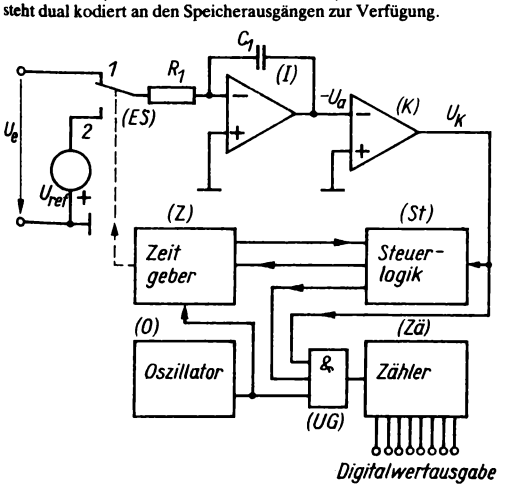


Bild 4.2.-90 Analog-Digital-Umsetzer nach dem Doppelintegrationsverfahren

ADU nach dem Doppelintegrationsverfahren (Dual-Slope-Converter): Der Dual-Slope-Converter arbeitet nach einem Zählverfahren. Bild 4.2.-90 zeigt die Blockschaltung. Der elektronische Schalter (ES) steht zu Beginn der Umsetzung in Stellung *1*. U_e wird im Integrator (I) während dem vom Zeitgeber vorgegebenen Zeitintervall T_1 integriert (Bild 4.2.-91). Da T_1 fest vorgegeben ist, ist $-U_a$ proportional U_e . $-U_a$ wird im Komparator (K) negiert und als konstanter H-Pegel an einen Eingang des UND-Gatters (UG) gelegt. Nach Ablauf von T_1 gelangt

H-Pegel von der Steuerlogik (St) an (UG), so daß die vom Oszillator (O) (dem Impulsgenerator) gelieferten Impulse in den Zähler einlaufen. Gleichzeitig schaltet (ES) über Stellung *2* auf die Referenzspannungsquelle (U_{ref}), so daß sich der Integrationskondensator C_1 über R_1 entladen kann. $|U_a|$ nimmt somit linear ab. Sobald $U_a = 0$ erreicht ist, geht die Ausgangsspannung des Komparators auf L-Potential und sperrt das UND-Gatter. Der Zähler wird vom Impulsgenerator abgetrennt; der Zählvorgang ist abgeschlossen. Die Zählzeit T_2 und somit die Anzahl der eingelaufenen Impulse n sind proportional U_a und mithin auch U_e.

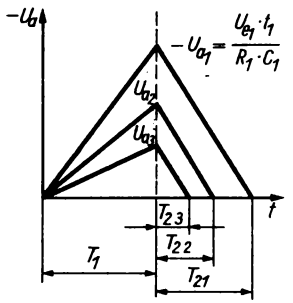


Bild 4.2.-91
Spannungsverlauf am Integratorausgang des ADU nach Bild 4.2.-90
T_1 konstante Integrationszeit
T_2 von U_e abhängige Entladezeit (Zählzeit)

Für den folgenden Umsetzvorgang muß zunächst der Zähler auf Null gestellt und (ES) wieder in Stellung *1* gebracht werden. Die Zählzeit T_2 und die Taktfrequenz f_T bestimmen das Zählergebnis $n = f_T T_2$. Wegen $T_2 = k_1 |U_a|$ und $U_a = k_2 U_e$ sind $n = f_T k_1 |U_a| = f_T k_1 k_2 U_e$ und $U_e = n/f_T k_1 k_2 = n/f_T k$. $k = k_1 k_2$ ist der durch die Konstanten U_{ref} und T_1 festgelegte Umsetzfaktor.

Der integrierte ADU-Schaltkreis C520D arbeitet nach diesem Verfahren. Er hat einen 3-Digit BCD-Multiplexausgang. Die Eingangsspannung darf maximal 1 V betragen. Für die Verarbeitung größerer Eingangsspannungen muß ein Präzisionsspannungsteiler vorgeschaltet werden. In sehr einfacher Weise läßt sich un-

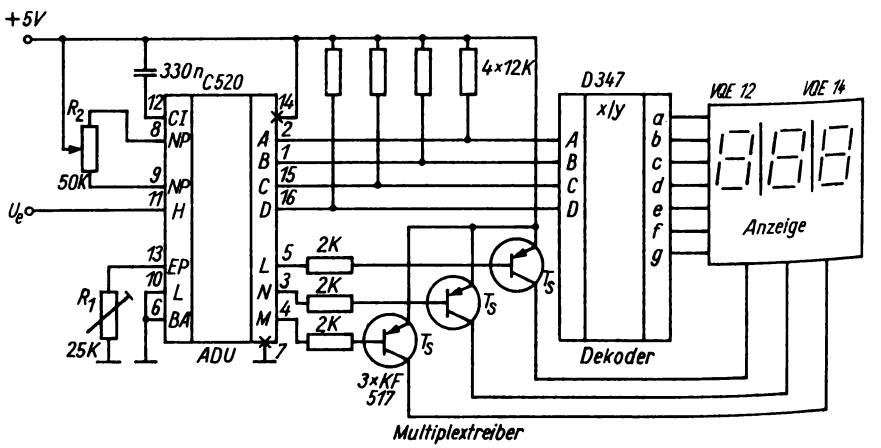


Bild 4.2.-92. Anwendung des integrierten ADU C520 für ein einfaches Digitalvoltmeter

ter Einbeziehung eines Dekoders und einer dreistelligen Anzeigeeinheit ein einfaches Digitalvoltmeter aufbauen (Bild 4.2.-92).

Mit dem Dual-Slope-Verfahren lassen sich Umsetzgenauigkeiten bis 0,01 % erzielen, ohne daß für den Impulsgeber besondere Anforderungen an die Langzeitkonstanz gestellt werden müssen. Mögliche Änderungen der Impulsfrequenz gehen in gleichem Maße in T_1 und n ein, so daß sich die Fehler gegenseitig aufheben. Der mögliche Verzicht auf hohe Langzeitstabilität vereinfacht wesentlich den Aufbau des Umsetzers und ist als besonderer Vorteil des Dual-Slope-Verfahrens anzusehen.

Ein Digital-Analog-Umsetzer soll einen digitalen Wert in eine analoge Darstellungsform umsetzen. Die Anzahl der DAU-Eingänge entspricht der Anzahl der umzusetzenden Bits. Durch bewertete Addition der Eingänge wird mit einem Operationsverstärker der analoge Wert U_a gewonnen (Bild 4.2.-93). S_0, ..., S_3 sind elektronische Schalter (z. B. FET), die von der betreffenden Stelle eines Zählers oder Speichers geschlossen werden, wenn der logische Wert 1 ansteht. Die Widerstände sind entsprechend der Wertigkeit der digitalen Stelle zu wählen. So ist die Stelle Q_n 2^n-mal stärker zu bewerten als Q_0, d. h., $R_n = R_0/2^n$.

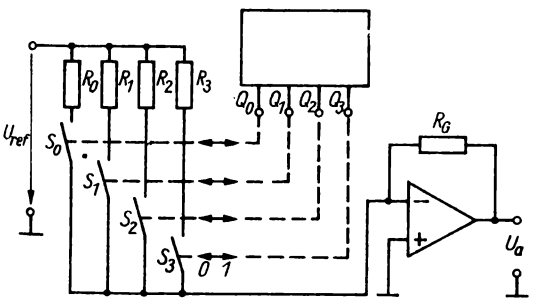


Bild 4.2.-93. Prinzipschaltung eines Digital-Analog-Umsetzers mit Umkehraddierer

Für den Umkehraddierer gilt

$$-U_a = \frac{R_G}{R_1} U_{e1} + \frac{R_G}{R_2} U_{e2} + \ldots + \frac{R_G}{R_n} U_{en}. \qquad (4.2.\text{-}56)$$

R_G ist der Gegenkopplungswiderstand; R_1, ..., R_n sind die Eingangswiderstände. In der Schaltung nach Bild 4.2.-93 sind $U_{e1} = U_{e2} = \ldots = U_{en} = U_{ref}$ und $R_G/R_n = 2^n R_G/R_0$. Damit wird

$$-U_a = \frac{R_G}{R_0} (2^n Q_n + \ldots + 2^1 Q_1 + Q_0)\, U_{ref} \cdot \qquad (4.2.\text{-}57)$$

Beispielsweise seien $R_G = 2{,}5$ k; $R_0 = 10$ k; $U_{ref} = 2$ V; $R_1 = 5$ k; $R_2 = 2{,}5$ k; $R_3 = 1{,}25$ k. Wenn $Q_3 = 1$, $Q_2 = 0$, $Q_1 = 1$, $Q_0 = 1$, wird gemäß Gl. (4.2.-57)

$$-U_a \geqq \frac{2{,}5\,\text{k}}{10\,\text{k}} (1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) \cdot 2\text{V} = 5{,}5\text{V}.$$

Sind viele duale Stellen vorhanden, nehmen die Widerstände sehr kleine Werte an. Besonders kritisch ist dabei die Anforderung an die Genauigkeit der Widerstände, die mit der Stellenzahl zunimmt. Wird das nicht beachtet, gehen die

Werte der niedrigen Stellen in den Fehlern der höheren Stellen unter. Bei dekadischem Aufbau sollten die Widerstände der dritten Dekade bereits um den Faktor 0,01 genauer als die der ersten Dekade sein. Praktisch ist diese Anforderung kaum realisierbar. Günstiger ist deshalb die Anwendung eines Kettenleiters (Bild 4.2.-94), über den entsprechende Ströme in den Eingang eines Umkehraddierers eingespeist werden. Die (unabhängig von der Stelle in gleicher Größenordnung liegenden) Widerstände werden so dimensioniert, daß sich die Ströme in den Zweigen des Kettenleiters wie die Wertigkeiten der zugehörigen Stellen verhalten, also $I_3 : I_2 : I_1 : I_0 = 2^3 : 2^2 : 2^1 : 2^0$. Da beim idealen Operationsverstärker $U_{eD} = 0, I_e = 0$ und damit $I_G = I_{ges}$ gesetzt werden können, gilt

$$-U_a = U_G = I_{ges} R_G = (I_0 + I_1 + I_2 + I_3)\, R_G. \qquad (4.2.\text{-}58)$$

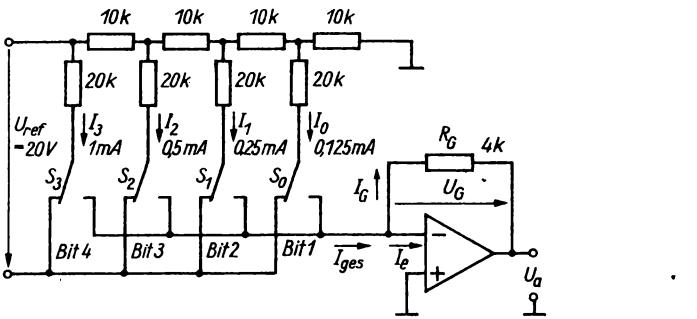


Bild 4.2.-94. 4-Bit-DAU mit Kettenleiter und Umkehraddierer

Mit den im Bild angegebenen Werten bewirken die einzelnen Stellen folgende Anteile zur Ausgangsspannung:

$2^0 \triangleq 0{,}125\,\text{mA} \cdot 4\,\text{k} = 0{,}5\,\text{V}$ $\quad 2^1 \triangleq 0{,}25\,\text{mA} \cdot 4\,\text{k} = 1\,\text{V}$

$2^2 \triangleq 0{,}5\,\text{mA} \cdot 4\,\text{k} = 2\,\text{V}$ $\quad 2^3 \triangleq 1{,}0\,\text{mA} \cdot 4\,\text{k} = 4\,\text{V}$

Die digitale Größe 1011 ergibt somit $-U_a = 5{,}5\,\text{V}$. Präzisionskettenleiter werden als Filmschaltungen hergestellt. Statt durch Kettenleiter können die Ströme $I_0, \ldots, I_n$ auch durch Konstantstromquellen erzeugt werden. Konstantstromquellen sind ebenfalls in integrierter Form verfügbar (z. B. Vierfach-Präzisionsstromquelle B721D). In zunehmendem Maße werden komplett integrierte DAU-Schaltkreise angeboten.

4.2.3. Bausteine mit hybrider Signalverarbeitung

In der Automatisierungstechnik ist es oft erforderlich, zur optimalen Signalverarbeitung analoge und digitale Mittel zweckdienlich zu kombinieren und gegebenenfalls in einem Baustein zu vereinen. Zu solchen Bausteinen gehören u. a. Signalprozessoren und analog wirkende Ansteuergeräte für leistungselektronische Stellglieder.

Signalprozessoren sind Einchip-Bausteine, die sowohl analoge als auch digitale Signale verarbeiten und ausgeben können. Sie besitzen neben der digitalen Ver-

arbeitungseinheit die notwendigen AD- und DA-Wandler. Anwendungsbeispiele sind vor allem digitale Filter, Prozessoren für die Bildverarbeitung sowie für die Sprachanalyse und -synthese. Insbesondere letztere gewinnen für die Mensch-Maschine-Kommunikation – auch in Automatisierungsanlagen – zunehmend an Bedeutung.

In analog wirkenden Ansteuergeräten für leistungselektronische Stellglieder erfolgt ständig und gleichzeitig die Verarbeitung analoger und digitaler Signale; sie sind Teil eines analog wirkenden Regelkreises. Von diesem Regelkreis aus betrachtet sind die zur Gewährleistung des richtigen und sicheren Betriebs notwendigen digitalen Funktionen in gewissem Grade von zweitrangiger Bedeutung; hieraus erklärt sich der Begriff des „analog" wirkenden oder kurz „analogen" Ansteuergerätes. Einige Hinweise zum Betriebsverhalten solcher Bausteine sollen anhand der vereinfachten Blockschaltung eines Ansteuergerätes für netzgeführte Stromrichter nach Bild 4.2.-95 gegeben werden.

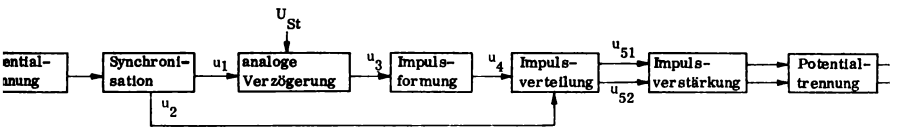


Bild 4.2.-95. Blockschaltung eines analog wirkenden Ansteuergerätes für netzgeführte Stromrichter
– stark vereinfachte Darstellung –

Ansteuergeräte für leistungselektronische Stellglieder haben die Aufgabe, die Zündimpulse für die Thyristoren in den Stromrichtern entsprechend den konkreten Erfordernissen bereitzustellen. In analogen Ansteuergeräten wird ein Synchronisationssignal (Zeitbasis) in Abhängigkeit von einer Steuerspannung um eine bestimmte Zeit (Zündwinkel) verzögert. Zu diesem Zeitpunkt wird ein Ausgangssignal (Zündimpuls) gebildet. Dazu muß die analog wirkende Verzögerungseinrichtung zyklisch synchronisiert werden. Dies erfolgt im dargestellten Blockschaltbild über das Wechselspannungsnetz (vgl. „netzgeführt") nach einer Potentialtrennung. Dabei enstehen die im Bild 4.2.-96 dargestellten impulsförmigen Spannungen u_1 und u_2. Der analoge Verzögerungsvorgang (analog zum Betrag einer Steuerspannung U_{St}) beginnt mit der Rückflanke des Synchronisier-Impulses und endet mit dem Ansprechen des Verzögerers. Das Rücksetzen erfolgt mit der Vorderflanke des nachfolgenden Synchronisier-Impulses. Der Spannungsverlauf u_3 verdeutlicht dieses Verhalten. Man erkennt, daß während jeder Halbwelle der Netz-Wechselspannung ein Verzögerungsvorgang abläuft, wobei die Verzögerungszeit stets proportional zur anliegenden Steuerspannung ist.

Zu jedem Ansprechzeitpunkt des analogen Verzögerers wird ein Impulsformer (z. B. monostabiler Multivibrator) ausgelöst; an dessen Ausgang entsteht die Impulsfolge u_4. Diese Impulsfolge muß üblicherweise den einzelnen Halbwellen der Netzspannung zugeordnet werden; diese Aufgabe erledigt der Block „Impulsverteilung" mit Hilfe der Spannung u_2. Die bezüglich den Nulldurchgängen der Netz-Wechselspannung verzögerten den Halbwellen zugeordneten Impulsfolgen (u_{51}, u_{52}) werden verstärkt. Nach einer Potentialtrennung können die zugeordneten Thyristoren im leistungselektronischen Stellglied angesteuert werden. Handelt es sich dabei z. B. um eine Gleichrichterschaltung, so werden die Thyristoren erst –

bezogen auf den Nulldurchgang der Wechselspannung – verzögert gezündet und damit leitfähig. Daraus ergibt sich die Möglichkeit, die von der Gleichrichterschaltung abgebbare Leistung zu steuern. Man nennt diese Art der Steuerung eine Phasenanschnitt-Steuerung; mit Hilfe von Bild 4.2.-97 werden die Verhältnisse veranschaulicht.

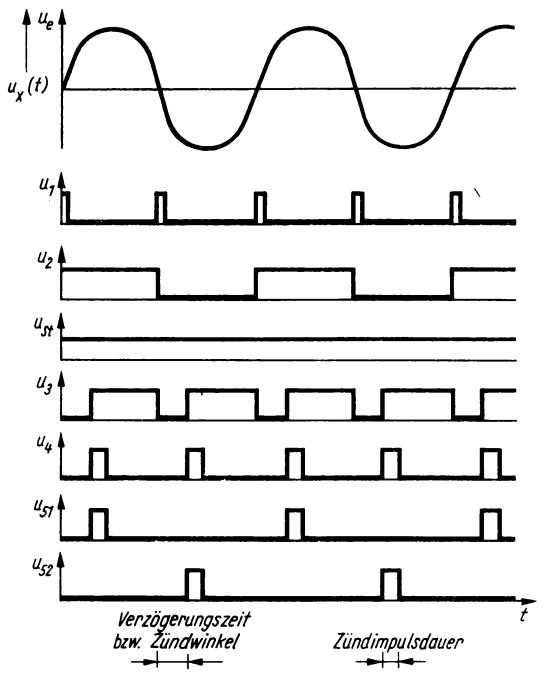


Bild 4.2.-96
Ausgewählte wichtige Zeitverläufe bei einem analog wirkenden Ansteuergerät für netzgeführte Stromrichter

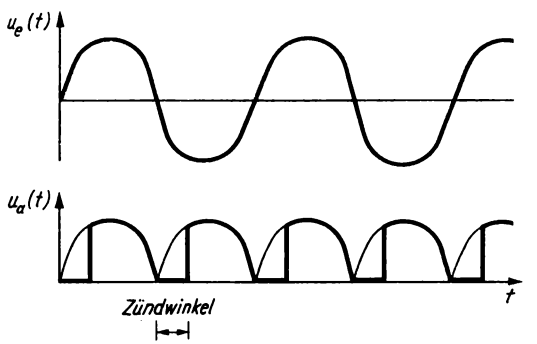


Bild 4.2.-97
Prinzip der Phasenanschnittsteuerung am Beispiel einer vollgesteuerten Gleichrichterbrückenschaltung

Die kurzen Ausführungen zu Signalprozessoren und analog wirkenden Ansteuergeräten werden in den nachfolgenden Abschnitten anwendungsorientiert erweitert. Für ein tieferes Eindringen in die Problematik sei jedoch bereits hier auf die Fachliteratur verwiesen.

4.3. Zusammenschaltungsbedingungen und Interface

Die Entwicklung der modernen Elektronik, insbesondere die zunehmende Integration elektronischer Baugruppen, hat zu einer Verlagerung vieler Dimensionierungsaufgaben vom Bauelementeanwender zum Hersteller geführt. Die vom Schaltkreis- bzw. Geräteanwender zu lösenden Dimensionierungsprobleme sind folglich in wachsendem Maße Fragen der Zusammenschaltung integrierter Schaltkreise bzw. elektronischer Baugruppen und Geräte untereinander sowie mit peripheren Einrichtungen. Gerade diese Kopplungsprobleme sowie ihre sachgerechte, störsichere, zuverlässige, rasche und ökonomische Lösung bestimmen in hohem Maße den Effekt von Rationalisierungs- und Automatisierungsvorhaben in der gesamten Volkswirtschaft. Daß dabei ausnahmslos alle Ingenieure und Techniker gefordert sind, versteht sich von selbst und muß nicht besonders hervorgehoben werden.

Betrachtet man den Begriff „Zusammenschaltungsbedingung" etwas weiter, so findet man ähnlich gelagerte Forderungen in verschiedenen Bereichen der Technik, z. B.:

Maschinenbau:	Forderung nach geringem Verschleiß bei Notwendigkeit des Einsatzes von Gleitlagern, Realisierung durch geeignete Passungen, Materialien und Schmiermittel
Starkstromtechnik:	Forderung nach maximalem Wirkungsgrad, Realisierung durch $R_i \ll R_a$
Verstärkertechnik:	Forderung nach maximaler Leistungsübertragung, Realisierung durch $R_i = R_a$ (Anpassung)
Digitaltechnik:	Forderung nach maximaler „Erhaltung der Information", Realisierung durch Einhaltung der Zusammenschaltungsbedingung $F_a \geqq F_e$ (Ausgangslastfaktor größer/gleich Eingangslastfaktor), d. h. die Anzahl der steuerbaren (anschließbaren) Variablen (Eingänge) muß größer/gleich der Anzahl der verknüpften (angeschlossenen) Variablen (Eingänge) sein.

Bei der Zusammenschaltung von Digitalschaltkreisen einer Schaltkreisfamilie treten keine Probleme auf, wenn die Bedingungen für systeminterne Zusammenschaltung, die in den Daten angegeben sind, eingehalten werden. Fragen der nichtsysteminternen Zusammenschaltung bzw. sog. Interfacefragen treten auf,

- wenn von peripheren Einrichtungen nicht systemgerechte Signale geliefert werden, die zur Ansteuerung eines Schaltkreises benutzt werden müssen (Eingangsinterfaceschaltungen),
- wenn mit einem Schaltkreisausgang ein oder mehrere nicht systemgerechte Eingänge peripherer Einrichtungen gesteuert werden müssen (Ausgangsinterfaceschaltungen),
- wenn von einer Schaltkreisfamilie in eine andere übergegangen werden muß (Kombination von Eingangs- und Ausgangsinterfaceschaltungen) und/oder
- wenn Digitalschaltkreise für andere Aufgaben als für die logische Verknüpfung von Variablen, z. B. in Verbindung mit Zeitgliedern in Impulsformern usw., benutzt werden (spezielle Interfaceschaltungen).

Eine Übersicht zu Zusammenschaltungsbedingugnen und Interface zeigt Bild 4.3.-1. Die Vielfalt der verfügbaren Schaltkreisfamilien und die daraus resultierende Fülle von Problemen macht es erforderlich, eine Beschränkung auf prinzipielle Fragen bei schwerpunktmäßiger Orientierung auf weit verbreitete Schaltkreise vorzunehmen. Bipolare Schaltkreisfamilien werden deshalb anhand der Standard-TTL-Baureihe besprochen. Bei MOS-Bausteinen gewinnen CMOS-Baureihen in Zweikanal-Technik an Bedeutung; die Zusammenschaltungs- und Interface-Probleme sind jedoch prinzipiell besser anhand von Baureihen in Einkanal-Technik, z. B. PMOS-Hochvolttechnik, zu erläutern, da dabei an CMOS-Bausteinen auftretende Fragen mit behandelt werden, was umgekehrt nicht der Fall wäre. Dabei wird stets durch geeignete Hinweise auch auf andere Schaltkreisfamilien die Verallgemeinerung der beispielhaften Aussagen unterstützt.

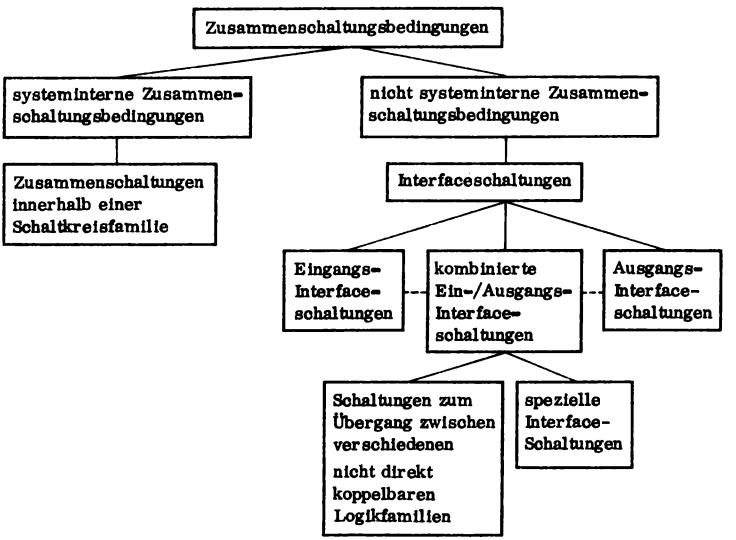


Bild 4.3.-1. Übersicht über Zusammenschaltungsbedingungen und Interface
– vereinfachte Darstellung –

4.3.1. Systeminterne Zusammenschaltungsbedingungen

Die systeminternen Zusammenschaltungsbedingungen innerhalb einer Schaltkreisfamilie gliedern sich auf in solche, die im Sinne der „Erhaltung der Information" unbedingt eingehalten werden müssen, und in solche, die zur Vermeidung von Störungen beachtet werden sollten.

Betrachtet man die weit verbreitete TTL-Schaltkreisfamilie D10 (Äquivalenzbaureihe: SN 74..), so erfolgt die Zusammenschaltung prinzipiell in der im Bild 4.3.-2 gezeigten Art. Es wird deutlich, daß in jedem Fall die Summe aller Eingangsströme der angeschlossenen Multiemittereingänge über den steuernden Ausgang fließt. Bei L-Pegel an der Verknüpfungsstelle sind dies die relativ hohen Durchlaßströme der angeschlossenen Basis-Emitter-Dioden ($I_{eL} \leqq 1{,}6$ mA); bei

H-Pegel müssen im ungünstigsten Fall (alle Eingänge e_2 auf L-Pegel) die Restströme der Basis-Emitter-Dioden ($I_{eH} \leqq 40\ \mu A$) aller an der Verknüpfungsstelle angeschlossenen Eingänge abgeleitet werden. Dabei wird stets im Sinne der „Erhaltung der Information" gefordert, die logischen Pegel H und L im zulässigen Toleranzbereich zu halten, woraus unmittelbar eine Begrenzung der Anzahl der anschließbaren Eingänge folgt.

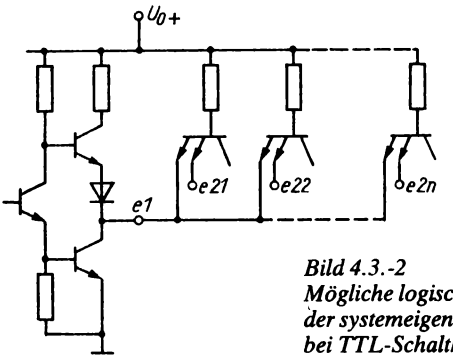


Bild 4.3.-2
Mögliche logische Struktur zur Verdeutlichung der systemeigenen Zusammenschaltungsbedingungen bei TTL-Schaltkreisen

In der Praxis wird einem Multiemittereingang der Reihe D10 ($I_{eH} \leqq 40\ \mu A$; $I_{eL} \leqq 1{,}6$ mA) der Eingangs-Lastfaktor $F_e = 1$ zugeordent. Die konkrete Strombelastbarkeit der meisten Schaltkreisausgänge der Reihe D10 beträgt $I_{aH} \leqq 400\ \mu A$; $I_{aL} \leqq 16$ mA und erlaubt somit die gleichzeitige Anschaltung von maximal zehn solcher Eingänge, d. h., der Ausgangs-Lastfaktor ist in diesem Fall $F_a = 10$. Die für alle Schaltkreiseingänge der Baureihe D10 wegen deren Identität mögliche einheitliche Festlegung $F_e = 1$ ist nicht für jede andere Baureihe möglich, da üblicherweise unterschiedliche Eingangsschaltungen auftreten. In der Regel wird dann für den den steuernden Ausgang am wenigsten belastenden Eingang $F_e = 1$ festgelegt; für die anderen Arten von Eingängen ergibt sich dann $F_e > 1$ (ganzzahlig). Zu beachten ist weiterhin, daß die Ausgangsschaltungen und damit die Ausgangslastfaktoren der Schaltkreise einer Baureihe üblicherweise unterschiedlich sind. Die systeminterne Zusammenschaltung innerhalb einer Schaltkreisfamilie muß somit im allgemeinen Fall immer der Forderung

$$F_{ak} \geqq \sum_{i=1}^{n} F_{ei} \tag{4.3.-1}$$

genügen, d.h., der Ausgangslastfaktor des steuernden Schaltkreises k muß größer/gleich der Summe aller Eingangslastfaktoren der angeschlossenen Schaltkreiseingänge sein. Gl. (4.3.-1) entspricht somit der eingangs aufgestellten Forderung.

Bei der Realisierung digitaler Schaltungen ist es möglich, daß nicht immer alle in einem Schaltkreis vorhandenen Gatter o.ä. benötigt werden. Die Eingänge solcher unbenutzten Gatter sind prinzipiell so zu beschalten, daß sich die geringste Stromaufnahme dieses Schaltungsteiles ergibt. Im Falle der Reihe D10 heißt das z. B., daß die Eingänge unbenutzter Gatter an L-Potential zu schalten sind.

Es kann weiterhin vorkommen, daß nicht alle Eingänge, z. B. eines Gatters, benötigt werden. Solche unbenutzten Eingänge sollten prinzipiell nicht frei bleiben,

sondern entsprechend der logischen Funktion mit anderen Eingängen verbunden werden, sofern dies die Belastbarkeit des steuernden Ausganges noch zuläßt. Im Falle von TTL-Schaltkreisen ist außerdem das Anschalten solcher unbenutzten Gattereingänge an die positive Betriebsspannung (entspricht H-Pegel) möglich, wenn sichergestellt ist, daß diese den Wert von 5,5 V nicht überschreitet. Ist dies nicht mit Sicherheit auszuschließen, muß zwischen Schaltkreiseingang und positive Versorgungsspannung ein Widerstand größer 1 kΩ eingeschaltet werden, an den dann bis zu 25 unbenutzte Eingänge gemeinsam angeschaltet werden dürfen.

Die ausgangsseitige Zusammenschaltung von TTL-NAND-Gattern zum Zwecke der NOR-Erweiterung ist nur bei Typen mit offenem Kollektor zulässig.

Zur Verhinderung dynamischer Störungen sollen alle Leitungen in digitalen Schaltsystemen, insbesondere die Masse- bzw. Erdleitung, möglichst kurz sein, damit die Impedanz gering bleibt. Insbesondere sind geschlossene Schleifen der Masse- und der Versorgungsleitungen zu vermeiden. Es ist zweckmäßig, die Versorgungsspannung für einzelne Schaltkreise mit einem induktivitätsarmen (keramischen) Kondensator und für die gesamte Leiterplatte mit einem Elektrolytkondensator abzustützen.

Die obigen Ausführungen enthielten neben konkreten Angaben für die TTL-Baureihe D10 allgemeine Hinweise, die für praktisch alle digitalen Schaltkreisfamilien, insbesondere für diejenigen, die auf bipolaren Herstellungstechnologien beruhen, gültig sind. Die nachfolgenden Ausführungen zu systeminternen Zusammenschaltungsbedingungen in der PMOS-Baureihe U10 beschränken sich deshalb auf das für diese Baureihe bzw. für alle MOS-Schaltkreise im allgemeinen Typische.

Eingänge von MOS-Schaltkreisen sind üblicherweise Gate-Eingänge von MOS-Transistoren. Wegen der Hochohmigkeit dieser Eingänge können an einen steuernden Ausgang theoretisch recht viele Eingänge angeschlossen werden. Eine praktische Grenze ergibt sich aus der Tatsache, daß durch die z. T. (Einkanal-Schaltkreise) auch recht hochohmigen Ausgänge der Schaltkreise die an den Eingängen wirksamen Gate-Source-Kapazitäten umgeladen werden müssen, wo-

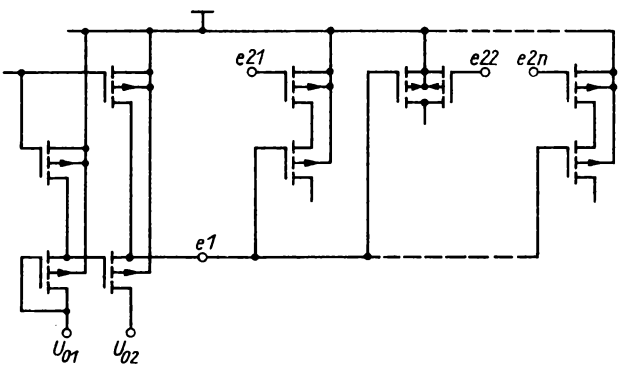


Bild 4.3.-3. Mögliche logische Struktur zur Verdeutlichung der systemeigenen Zusammenschaltungsbedingungen bei MOS-Schaltkreisen in Einkanaltechnik, hier P-Kanal-Hochvolttechnik

durch entsprechende Schaltzeiten bzw. Signalverzögerungszeiten entstehen. Bild 4.3.-3 verdeutlicht die Verhältnisse am Beispiel einer Verknüpfungsstelle, wie sie in der Baureihe U10 auftreten kann. Es sei darauf hingewiesen, daß sich NOR-Eingänge (parallele Basistransistoren) und NAND-Eingänge („gestockte" Basistransistoren) prinzipiell gleichartig verhalten.

Die Eingänge von MOS-Schaltkreisen sind üblicherweise durch sog. Gate-Schutzdioden (Kennlinie ähnlich Z-Diode) vor unzulässigen statischen Aufladungen geschützt. Diese Gate-Schutzdioden dürfen in keinem Fall für Beschaltungszwecke genutzt werden. Dadurch ist jedoch erwartungsgemäß noch kein Schutz vor statischen Aufladungen an offenen Eingängen und dadurch ausgelösten logischen Fehlfunktionen gegeben; solche unbenutzten Eingänge müssen deshalb stets mit anderen Eingängen parallel oder an einen definierten Logikpegel, im Falle von PMOS-Schaltkreisen an die Masseleitung (H-Pegel) geschaltet werden. Eingänge, die im praktischen Betrieb zeitweise offen bleiben (z. B. in Verbindung mit Tastaturen), sind über Widerstände größer 500 kΩ abzuschließen.

Die ausgangsseitige Parallelschaltung ist auch bei MOS-Schaltkreisen üblicherweise unzulässig; Ausnahmen für spezielle Typen sind möglich.

Bezüglich der Verhinderung dynamischer Störungen gelten die oben gemachten allgemeinen Angaben unter Beachtung der Spezifik der konkreten Schaltkreisbaureihe. Weitergehende Angaben dazu wie auch zu den systeminternen Zusammenschaltungsbedingungen überhaupt sind den Daten-Angaben der Hersteller bzw. der einschlägigen Fachliteratur zu entnehmen.

4.3.2. Interfaceschaltungen

4.3.2.1. Eingangsinterfaceschaltungen

Eingangsinterfaceschaltungen werden erforderlich, wenn das steuernde Signal bezüglich seiner Pegel, seiner Belastbarkeit, seiner Flankensteilheit und/oder ähnlicher Parameter nicht systemgerecht ist oder auch, wenn sog. Prellerscheinungen vorliegen.

Eine häufig benutzte Art der Ankopplung nicht systemgerechter Signalspannungen insbesondere an TTL-Eingänge ist ein diesen vorgeschalteter und je nach konkretem Signal zweckmäßig beschalteter bipolarer NPN-Transistor in Emitterschaltung (Schalterbetrieb). Bild 4.3.-4 zeigt diese Art der Zusammenschaltung am Beispiel gleich mehrerer Transistoren, was einem NOR-Eingang gleichzusetzen ist (Vgl. hierzu die bei TTL-NAND-Gattern mit offenem Kollektor zulässige NOR-Erweiterung durch Parallelschalten der Ausgänge.). Bei der Dimensionierung dieser Schaltung ist zu beachten, daß jeder Transistor im eingeschalteten Zustand die Summe aller Eingangsströme der nachfolgenden Schaltkreiseingänge und den Strom über den Kollektorwiderstand aufbringen muß. Dieser ist so zu bemessen, daß im ungünstigsten Fall (alle Transistoren gesperrt; alle Eingänge e_2 auf L-Pegel) die Summe aller Restströme der Transistoren und der Schaltkreiseingänge keinen so großen Spannungsabfall bewirkt, daß der untere gerade noch zulässige H-Pegel an e_1 unterschritten wird.

Die beschriebene Funktion der Schaltung nach Bild 4.3.-4 zeigt, daß anstelle des bipolaren NPN-Transistors beispielsweise auch ein MOS-Transistor vom

N-Kanal-Anreicherungstyp einsetzbar ist. Dies dürfte dann von Vorteil sein, wenn der Drainstrom eines solchen Transistors bei noch zulässigem L-Pegel ausreicht, die (recht wenigen) angeschlossenen TTL-Eingänge zu steuern und/oder wenn das Eingangssignal bereits „MOS-gerecht" vorliegt.

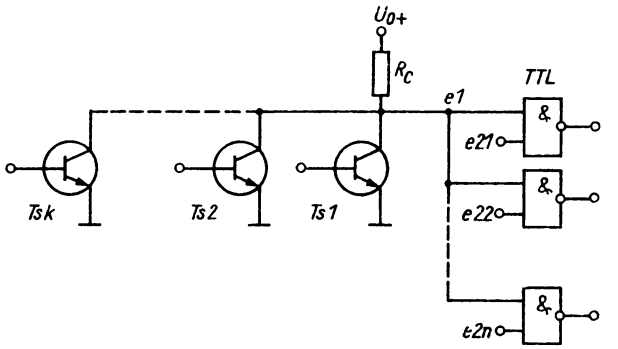


Bild 4.3.-4. Mögliche logische Struktur zur Verdeutlichung der Zusammenhänge bei der Ansteuerung von TTL-Schaltkreisen durch bipolare NPN-Transistoren

Eine zu Bild 4.3.-4 äquivalente Schaltung für Schaltkreise in MOS-Technik zeigt Bild 4.3.-5. Besondere Erläuterungen außer dem Hinweis, daß hier bei sehr vielen verknüpften Eingängen zweckmäßig auch bipolare PNP-Transistoren einsetzbar sind, können aufgrund der obigen Ausführungen entfallen.

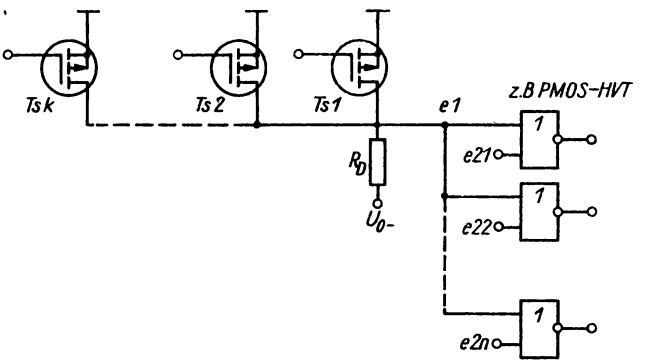


Bild 4.3.-5. Mögliche logische Struktur zur Verdeutlichung der Zusammenhänge bei der Ansteuerung von MOS-Schaltkreisen durch MOSFET vom P-Kanal-Anreicherungstyp

Die bereits beschriebenen Schaltungsvarianten können mit den verschiedensten digitalen Schaltkreisfamilien zusammen insbesondere dann vorteilhaft eingesetzt werden, wenn die Signalspannung verstärkt, die Belastbarkeit erhöht, die Flankensteilheit verbessert und/oder eine NOR-Erweiterung vorgenommen werden soll. Ein weiterer wichtiger Fall für den Einsatz von Eingangsinterfaceschaltungen liegt dann vor, wenn die Signalspannung in ihrer Amplitude begrenzt werden muß. Im Prinzip bei allen digitalen Schaltkreisfamilien anwendbare Lösungsmöglichkeiten für diese Aufgabe zeigt Bild 4.3.-6 am Beispiel von TTL-Schalt-

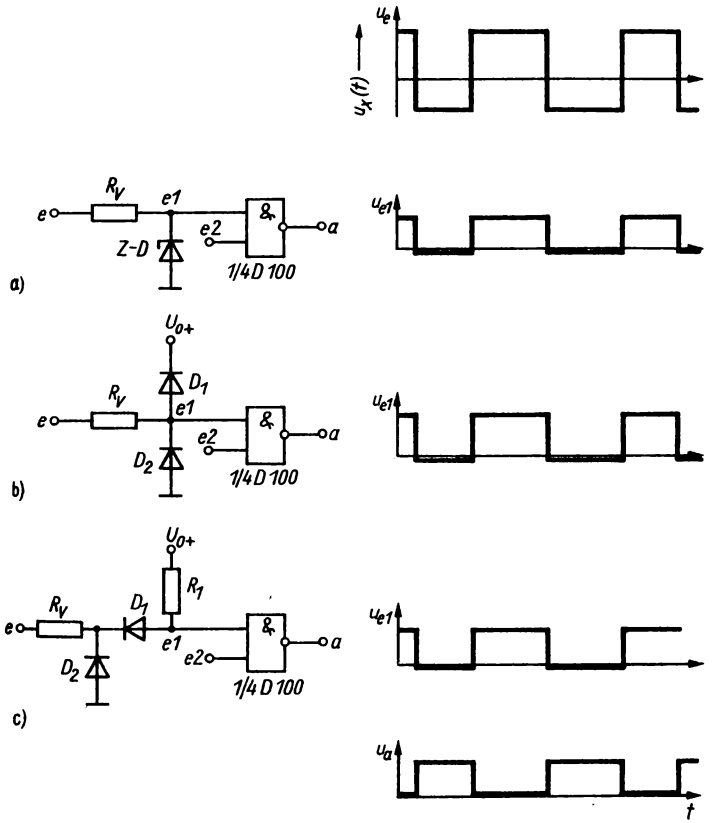


Bild 4.3.-6. Eingangs-Interfaceschaltungen zur Spannungsbegrenzung mit Dioden bei nicht systemgerechter Ansteuerung am Beispiel von TTL-Schaltkreisen

a Begrenzung mit Z-Diode
b Begrenzung mit zwei Klemmdioden
c Begrenzung mit Klemm- und Entkopplungsdiode
– $u_e(t)$, $u_{e2} = H$, $u_a(t)$ für alle drei Schaltungsvarianten identisch –

kreisen der Baureihe D10. Die dort ebenfalls dargestellten typischen Signalverläufe zeigen das wesentliche Betriebsverhalten und machen weitere Erläuterungen überflüssig.

Die im Bild 4.3.-7 dargestellten relativ aufwendigen Schaltungen ermöglichen die gleichzeitige Lösung aller bisher genannten Aufgaben von Eingangsinterfaceschaltungen. Die Anwendung hoch verstärkender Komparatoren bzw. Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand gestattet die problemlose Anpassung an verschiedenste Geber für Meß- und Überwachungssignale. Die Anpassung an nachfolgende Logik-Schaltkreise ist am Beispiel von TTL- und PMOS-HVT-Schaltkreisen dargestellt.

Neben den bisher diskutierten Eingangsinterfaceschaltungen, bei denen geeignete „andere" Bauelemente in zweckdienlicher Verschaltung das systemgerechte Signal für die nachfolgenden Digitalschaltkreise liefern, gibt es auch eine große

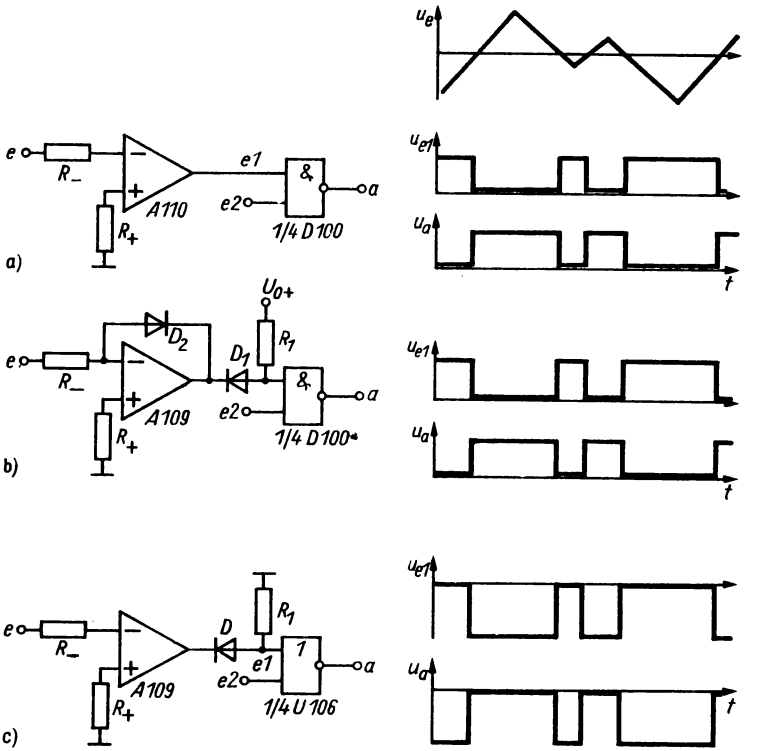


Bild 4.3.-7. Eingangs-Interfaceschaltungen zur Einkopplung von Meß- und Überwachungssignalen (Die Vergleichsspannung am nichtinvertierenden Eingang kann variiert werden)

a mit Komparator zur direkten Ansteuerung von TTL-Schaltkreisen
b mit Operationsverstärker zur Ansteuerung von TTL-Schaltkreisen
c mit Operationsverstärker zur Ansteuerung von MOS-Schaltkreisen in P-Kanal-HVT
– $u_e(t)$, u_{e2} = *H* für alle drei Schaltungsvarianten identisch –

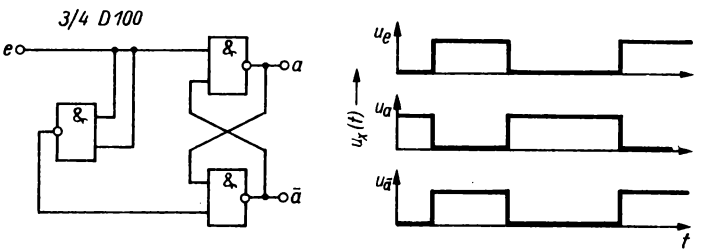


Bild 4.3.-8. Eingangs-Interfaceschaltung zur Regenerierung der Flankensteilheit von Eingangsspannungen durch RS-Flipflop aus NAND-Schaltkreisen in TTL-Technik

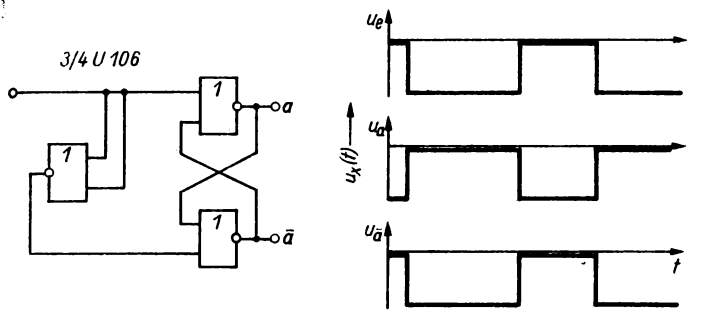


Bild 4.3.-9. Eingangs-Interfaceschaltung zur Regenerierung der Flankensteilheit von Eingangsspannungen durch RS-Flipflop aus NOR-Schaltkreisen in PMOS-HVT

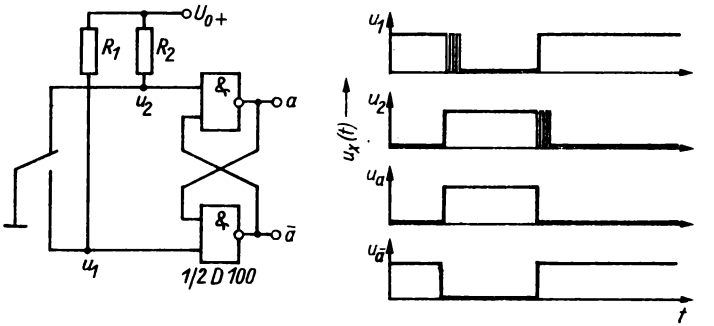


Bild 4.3.-10. Eingangs-Interfaceschaltung zur Entprellung von Kontaktspannungen durch RS-Flipflop aus NAND-Schaltkreisen in TTL-Technik

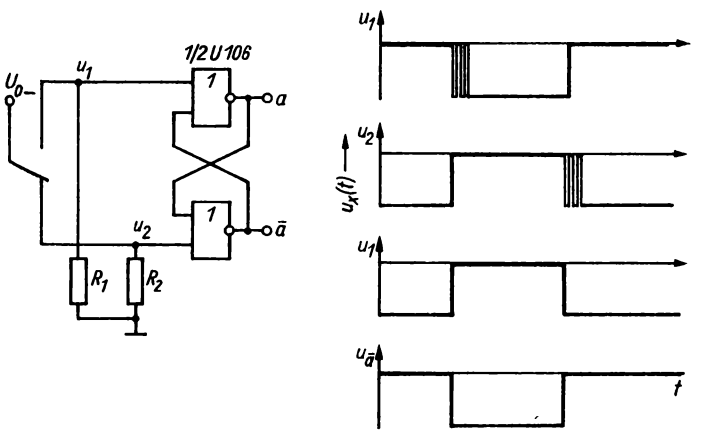


Bild 4.3.-11. Eingangs-Interfaceschaltung zur Entprellung von Kontaktspannungen durch RS-Flipflop aus NOR-Schaltkreisen in PMOS-HVT

Anzahl von Eingangsinterfaceschaltungen, die aus Digitalschaltkreisen in zweckdienlicher Kopplung bestehen. Beispiele dafür sind die Schaltungen zur Regenerierung der Flankensteilheit nach Bild 4.3.-8 (TTL-Technik) und 4.3.-9 (PMOS-HVT) sowie die Bilder 4.3.-10 (TTL-Technik) und 4.3.-11 (PMOS-HVT) zur Entprellung von Kontaktspannungen. Diese schaltungsmäßigen Lösungen in NOR- und NAND-Technik sind bei prinzipiell allen digitalen Schaltkreisfamilien anwendbar. Es sei weiterhin darauf hingewiesen, daß eine Kombination der hier bevorzugt für leicht überschaubare kleinere Problemstellungen gegebenen Lösungsmöglichkeiten im konkreten Fall zweckmäßig ist; beispielsweise kann bei der Schaltung nach Bild 4.3.-8, die der Regenerierung der Flankensteilheit dient, erforderlichenfalls eine Begrenzerschaltung nach Bild 4.3.-6b vorgeschaltet werden und somit gleichzeitig eine Amplitudenanpassung erreicht werden.

4.3.2.2. Ausgangsinterfaceschaltungen

Ausgangsinterfaceschaltungen werden erforderlich, wenn mit einem Schaltkreisausgang ein oder mehrere nicht systemgerechte Eingänge peripherer Einrichtungen angesteuert werden müssen. Man unterscheidet dabei zwei Gruppen:

1. Am steuernden Ausgang müssen die logischen Pegel H und L im zulässigen Toleranzbereich erhalten bleiben, da weitere meist systemgerechte Eingänge angeschlossen werden sollen bzw. sind.
2. Am steuernden Ausgang brauchen die logischen Pegel H und/oder L nicht eingehalten werden, da keine weiteren Eingänge angesteuert werden müssen.

Bei Ausgangsinterfaceschaltungen der ersten Gruppe muß also stets – ausgehend von der Festlegung $F_e = 1$ bei der steuernden Baureihe – der Eingangslastfaktor der Interfaceschaltung bestimmt und bei der Anwendung von Gl. (4.3.-1) berücksichtigt werden. Bei Ausgangsinterfaceschaltungen der zweiten Gruppe ist dagegen nur zu beachten, daß die zulässigen Grenzwerte, z. B. bezüglich der Spitzenströme, unbedingt eingehalten werden, um Zerstörungen von Bauteilen auszuschließen.

Die gegebene Charakterisierung der beiden Gruppen von Ausgangsinterfaceschaltungen macht deutlich, daß insbesondere bei den in der Praxis sehr häufig auftretenden Verstärkerschaltungen z. T. beträchtliche Vereinfachungen zu erwarten sind, wenn logische Pegel nicht eingehalten werden müssen (Gruppe 2). Das hat jedoch den Nachteil, daß am steuernden Ausgang keine weiteren Eingänge mehr angeschlossen werden können. Im konkreten praktischen Fall wird also stets die Antwort auf die Frage nach der insgesamt aufwandsärmsten Lösung bestimmen müssen, welche konkrete Ausgangsinterfaceschaltung eingesetzt wird; die nachfolgenden Ausführungen zu einigen oft genutzten Schaltungsvarianten sollen bei der Suche nach günstigen Lösungen behilflich sein.

Bei den im Bild 4.3.-12 gezeigten Schaltungen handelt es sich um verschiedene von TTL-Schaltkreisen der Reihe D10 angesteuerte Verstärkerschaltungen. Bei Schaltung (*1*) wird ein NPN-Transistor direkt vom TTL-Ausgang gesteuert; der logische H-Pegel wird in diesem Fall nicht eingehalten. Die Schaltung gehört somit zur zweiten Gruppe von Ausgangsinterfaceschaltungen. Bei L-Pegel am Ausgang des steuernden Schaltkreises bleibt der nachgeschaltete Transistor sicher gesperrt; bei H-Pegel wird der Schaltkreisausgang von der Basis-Emitter-Diode

praktisch kurzgeschlossen, was in diesem Fall (Baureihe D10) zulässig ist. Ein unzulässiges Überschreiten des Ausgangsspitzenstromes ist also nicht möglich. Es ist jedoch ein Transistor zu wählen, für den der Kurzschlußstrom am Schaltkreisausgang als Basisstrom zulässig ist, oder es muß ein Strombegrenzungswiderstand gemäß Schaltung (*2*) eingeführt werden. Dieser Widerstand darf jedoch nur so groß gewählt werden, daß die Sperrung des Transistors bei L-Pegel am Schaltkreisausgang noch sicher erhalten bleibt. Schaltung (*2*) dürfte sich auch deshalb kaum so dimensionieren lassen, daß eine Einordnung in Gruppe 1 möglich wird. Dazu ist üblicherweise ein zusätzlicher Widerstand (Schaltung (*3*)) erforderlich, der die Strombelastbarkeit des TTL-Ausgangs bei H-Pegel erhöht.

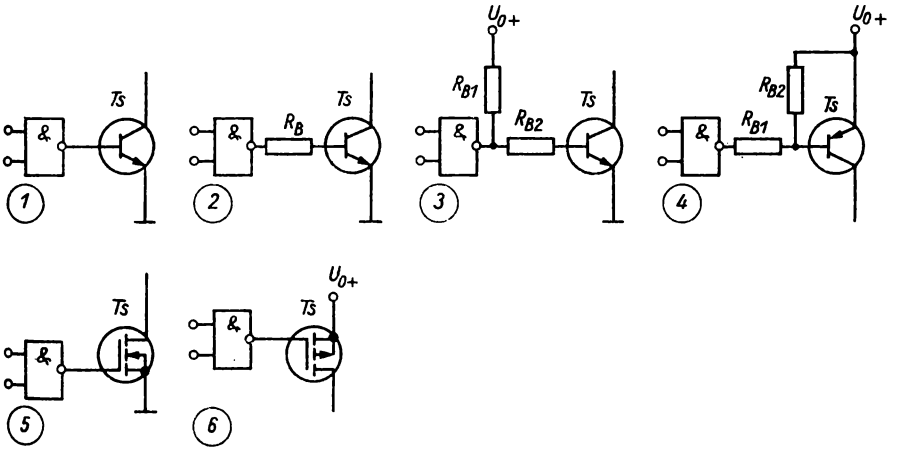


Bild 4.3.-12. Einige Möglichkeiten für Ausgangs-Interfaceschaltungen für TTL-Schaltkreise

Neben den gezeigten Möglichkeiten zur Ansteuerung von NPN-Transistoren lassen sich mit TTL-Ausgängen insbesondere PNP-Transistoren günstig ansteuern (Schaltung (*4*) nach Bild 4.3.-12). Eine solche Schaltung belastet den Schaltkreisausgang bei H-Pegel gar nicht; bei L-Pegel kann entsprechend des dann fließenden Eingangsstromes ein Eingangs-Lastfaktor bestimmt und in Gl. (4.3.-1) berücksichtigt werden. Die Schaltung (*4*) gehört folglich zur ersten Gruppe von Ausgangsinterfaceschaltungen, bei denen weitere, meist systemgerechte Eingänge vom Schaltkreisausgang gesteuert werden können, jedoch nur, wenn ein $F_e \leqq 10$ realisiert wird (Beachte: Ein direkter Anschluß der Basis des Transistors an den TTL-Ausgang ist bei PNP-Transistoren unzulässig.). Es sei weiterhin darauf hingewiesen, daß Schaltung (*4*) durch einen weiteren Verstärker mit NPN-Transistor zu einem Komplementärverstärker vervollständigt werden kann, mit dem dann auch sehr große Ausgangsströme erreichbar sind. Sind diese hohen Ströme nicht gefordert, kann anstelle des beschalteten PNP-Transistors in Schaltung (*4*) ein unbeschalteter MOSFET vom P-Kanal-Anreicherungstyp gemäß Schaltung (*6*) benutzt werden. Die Möglichkeit der Ansteuerung eines MOSFET vom N-Kanal-Anreicherungstyp zeigt Schaltung (*5*). Die Schaltungen (*5*) und (*6*) belasten den TTL-Ausgang praktisch nicht und gehören somit immer zur ersten Gruppe von Ausgangsinterfaceschaltungen.

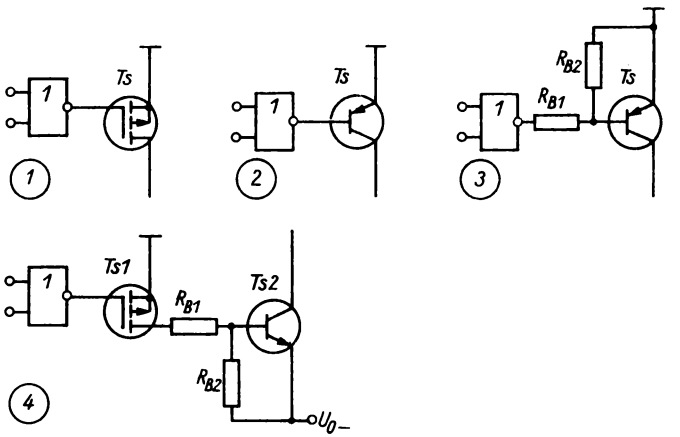


Bild 4.3.-13. Einige Möglichkeiten für Ausgangs-Interfaceschaltungen für MOS-Schaltkreise
Schaltung 2 nur für PMOS-HVT

Die obigen Erläuterungen zu Ausgangsinterfaceschaltungen für TTL-Schaltkreise der Baureihe D10 zeigen, daß es Schaltungen gibt, die aufgrund ihrer Struktur immer der Gruppe 1 (Schaltung (*5*) und (*6*) nach Bild 4.3.-12) oder 2 (Schaltung (*1*) und (*2*) nach Bild 4.3.-12) zuordenbar sind. Es gibt jedoch auch Schaltungen (Schaltung (*3*) und (*4*) nach Bild 4.3.-12), bei denen diese Zuordnung zu einer der beiden Gruppen von der konkreten Dimensionierung abhängt. Diese Feststellungen gelten für prinzipiell alle Baureihen von Digitalschaltkreisen und werden nachfolgend nicht mehr im einzelnen diskutiert.

Die Schaltungen im Bild 4.3.-13 zeigen einige Möglichkeiten für Ausgangsinterfaceschaltungen für Schaltkreise in PMOS-HVT (Reihe U10). Völlig problemlos und praktisch systemgerecht ist die Ansteuerung des nachfolgenden Verstärkertransistors in Schaltung (*1*) (auch komplementär und/oder mit CMOS-NOR realisierbar); Schaltung (*4*) zeigt eine Erweiterung zum Komplementärverstärker, die oben schon erläutert wurde. Unter gewissen Voraussetzungen sind auch PNP-Transistoren ansteuerbar, wie dies die Schaltungen (*2*) und (*3*) zeigen. Die Schaltungen (*1*) und (*4*) gehören zur Gruppe 1, Schaltung (*2*) zur Gruppe 2, bei Schaltung (*3*) sind je nach Dimensionierung beide Gruppen möglich.

Die bisherigen Schaltbeispiele für Ausgangsinterfaceschaltungen sind losgelöst von der konkreten Anwendungsaufgabe vorgestellt worden. Am Beispiel der in der Praxis häufig notwendigen Ansteuerung von Lichtemitterdioden (bzw. -anzeigen) sowie von Signal- und Meldeleuchten sollen nachfolgend einige ergänzende Hinweise gegeben werden.

Bild 4.3.-14 zeigt einige Möglichkeiten der Ansteuerung von Lichtemitterdioden durch TTL-Schaltkreise. Im Bild 4.3.-15 sind solche Möglichkeiten für steuernde MOS-Schaltkreise dargestellt (Bei steuernden NOR-Gattern handelt es sich um Schaltkreise in PMOS-HVT oder in CMOS-Technik; bei steuernden NAND-Gattern sind Schaltkreise in N-Kanal- oder CMOS-Technik vorausgesetzt.). Bei allen Schaltungen handelt es sich um Anwendungen der in den Bildern 4.3.-12 und 4.3.-13 dargestellten prinzipiellen Möglichkeiten für Ausgangsinterfaceschaltungen, so daß weitere Erläuterungen entfallen können. Das glei-

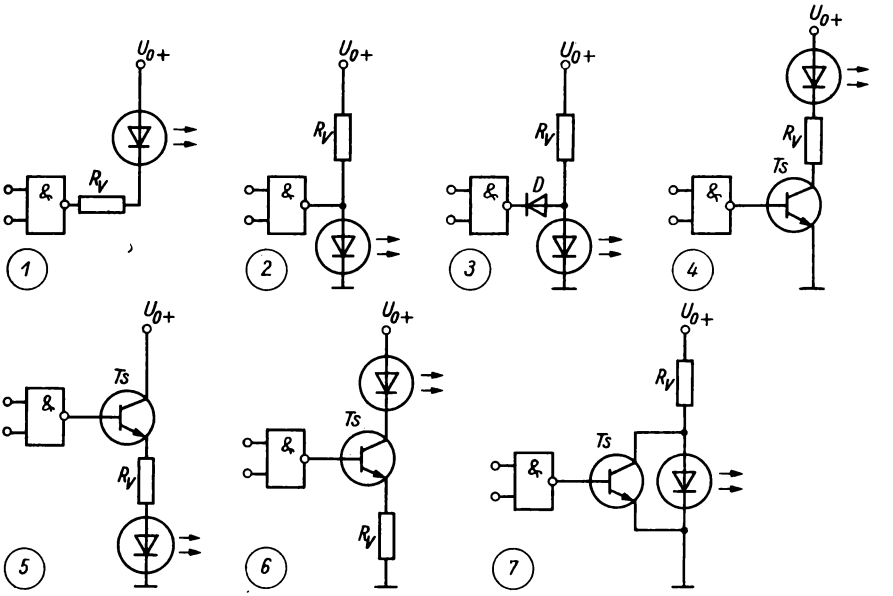


Bild 4.3.-14. Einige Möglichkeiten zur Ansteuerung von Lichtemitterdioden durch TTL-Schaltkreise

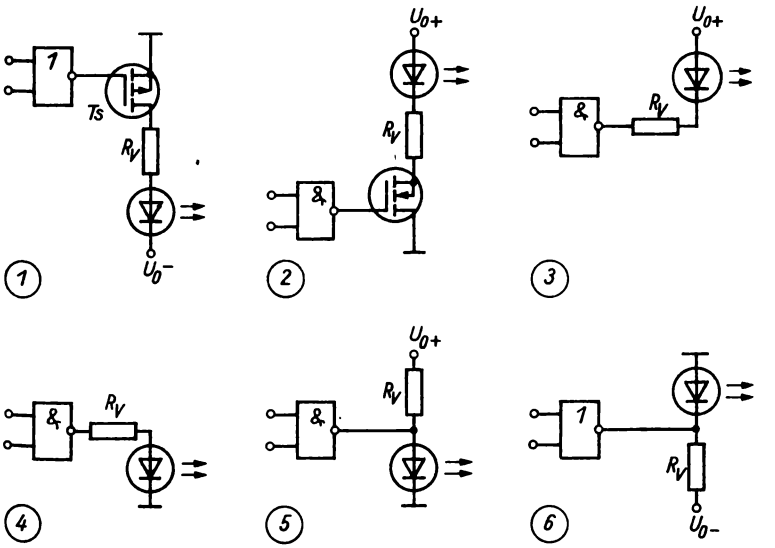


Bild 4.3.-15. Einige Möglichkeiten zur Ansteuerung von Lichtemitterdioden durch MOS-Schaltkreise

– bedingte Eignung von Einkanalschaltkreisen beachten –

che gilt für die im Bild 4.3.-16 gezeigten Varianten zur Ansteuerung von Signal- und Meldeleuchten. Dabei ist eine Zusammenstellung einiger in der Praxis häufig genutzter Mittel bzw. Verfahren zur Begrenzung des Einschalt-Stromstoßes von Glühlampen (metallischer Kaltleiter) gegeben; folgende Methoden sind angewandt:

Schaltung (*1*): Begrenzung des Basisstromes
Schaltung (*2*): Begrenzung des Kollektorstromes und des Basisstromes (Hier ist auch ein Heißleiter einsetzbar.)
Schaltung (*3*): allmähliches Aufsteuern des Transistors
Schaltung (*4*): Vorheizen der Glühlampe

Bezüglich der Vor- und Nachteile dieser einzelnen Varianten muß auf die einschlägige Literatur verwiesen werden.

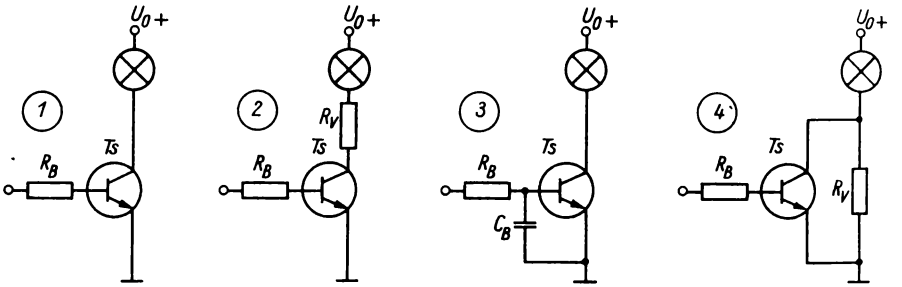


Bild 4.3.-16. Einige Möglichkeiten zur Ansteuerung von Glühlampen am Beispiel von bipolaren NPN-Transistoren

4.3.2.3. Schaltungen zum Übergang zwischen verschiedenen Schaltkreisfamilien

In der Praxis ist die Kopplung verschiedener Baureihen von Digitalschaltkreisen bzw. von elektronischen Geräten mit verschiedenen Digitalschaltkreisen eine oft zu lösende Aufgabe. Bedingt dadurch, daß TTL-Schaltkreise der Baureihe D10 bzw. international übliche Äquivalenz-Baureihen die ersten breit eingesetzten und damit am weitesten verbreiteten Digitalschaltkreise sind, sind in der Folgezeit mehrere sog. TTL-kompatible Schaltkreisfamilien entstanden, bei deren Kopplung keine Interfaceschaltungen notwendig sind. Im Sinne von Gl. (4.3.-1) ist jedoch bei derartigen direkten Zusammenschaltungen stets dafür zu sorgen, daß die logischen Pegel eingehalten werden. Für den Fall des Übergangs von der Reihe D10 auf die Reihe D20 bedeutet das z. B., daß die höheren Eingangsströme bzw. die andere Festlegung für $F_e = 1$ bei der Reihe D20 ($F_e = 1$: $I_{eH} \leqq 50\,\mu A$; $I_{eL} \leqq 2\,mA$) bewirken, daß nur noch ein auf die Reihe D20 bezogener Ausgangslastfaktor $F_a = 8$ zur Verfügung steht. Umgekehrt können beim Übergang von der Reihe D20 ($F_a = 10$: $I_{aH} \leqq 500\,\mu A$; $I_{aL} \leqq 20\,mA$) auf die Reihe D10 maximal 12 Eingänge gleichzeitig angesteuert werden, da der auf die Reihe D10 bezogene Ausgangslastfaktor $F_a = 12$ beträgt. Natürlich ist auch eine gemischte Ansteuerung verschiedener Eingänge durch einen Ausgang möglich, wenn die Gesamtstrombelastbarkeit in beiden logischen Zuständen nicht überschritten wird. Ähnliche Überlegungen – wie hier am Beispiel von TTL-Schalt-

kreisen erläutert – sind bei der Zusammenschaltung mit anderen TTL-kompatiblen Baureihen (z. B. LPS, TTL, NMOS, CMOS) anzustellen.

Neben den TTL-kompatiblen Baureihen gibt es auch MOS-Baureihen, bei denen ein direktes Zusammenschalten möglich ist. Dazu gehören ausgewählte NMOS- und CMOS-Schaltkreisfamilien; aber auch der direkte Übergang von PMOS- auf CMOS-Schaltkreise und umgekehrt ist unter gewissen Voraussetzungen möglich.

Spezielle Schaltungen zum Übergang zwischen verschiedenen Schaltkreisfamilien sind immer notwendig, wenn ein direktes Zusammenschalten unzulässig ist, z. B. beim Übergang von PMOS-HVT nach TTL und umgekehrt. Solche Schaltungen sind im Prinzip Kombinationen von Ausgangs- und Eingangsinterfaceschaltungen. Das heißt, daß für den Eingang der Interfaceschaltung ein Eingangslastfaktor zu bestimmen ist, der sich an der Festlegung für $F_e = 1$ der steuernden Schaltkreis-Baureihe zu orientieren hat; für den Ausgang der Interface-Schaltung ist ein Ausgangslastfaktor zu bestimmen, der sich an der Festlegung für $F_e = 1$ der gesteuerten Schaltkreisbaureihe zu orientieren hat. Werden verschiedene z. B. TTL-kompatible Schaltkreis-Eingänge gleichzeitig von der Interfaceschaltung gesteuert, ist wie oben erläutert zu verfahren.

Beispiele für Schaltungen zum Übergang zwischen verschiedenen Schaltkreisfamilien zeigen die Bilder 4.3.-17 (Übergang von TTL- nach PMOS-HV-Technik) und 4.3.-18 (Übergang von PMOS-HVT nach TTL-Technik). Dabei handelt es sich durchweg um Anwendungen der schon diskutierten Eingangs- und Ausgangsinterfaceschaltungen. Neben der Pegelanpassung können andere Probleme, z. B. Inversion oder Nichtinversion der logischen Pegel, Regenerierung der Flankensteilheit, Anpassung der Lastfaktoren u. ä., durch Auswahl geeigneter Schaltungsvarianten und deren zweckentsprechende Dimensionierung mit gelöst werden.

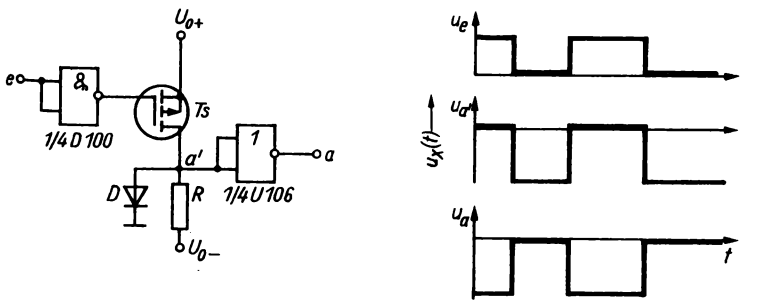


Bild 4.3.-17. Schaltbeispiel für den Übergang von TTL- zu PMOS-HVT-Schaltkreisen

Bei der Schaltung nach Bild 4.3.-17 wird der L-Pegel bei gesperrtem MOSFET durch die negative Versorgungsspannung bereitgestellt; der H-Pegel wird bei leitendem MOSFET von der Diode begrenzt. Wegen der nur geringen zulässigen positiven Eingangsspannung von PMOS-Schaltkreisen sollte eine Germaniumdiode mit entsprechend niedriger Flußspannung eingesetzt werden. Evtl. ist noch ein Begrenzungswiderstand in die Drain-Leitung des MOSFET einzufügen. Die Probleme mit dem H-Pegel können auch durch eine allerdings aufwendigere Schaltung mit einem dem MOSFET nachgeschalteten NPN-Transistor gelöst

werden. Man erhält dann eine Interfaceschaltung, die der im Bild 4.3.-18 gezeigten für den Übergang von PMOS-HVT nach TTL konzipierten im wesentlichen entspricht.

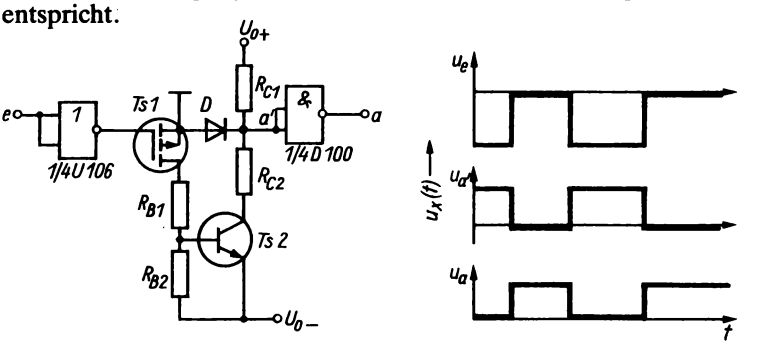


Bild 4.3.-18. Schaltbeispiel für den Übergang von PMOS-HVT- zu TTL-Schaltkreisen

Bei der Schaltung nach Bild 4.3.-18 wird der Interfaceteil praktisch systemgerecht an den MOS-Ausgang angekoppelt. Der H-Pegel am TTL-Eingang wird bei gesperrten Transistoren *Ts*1 und *Ts*2 über R_{C1} bereitgestellt (entsprechend erforderlicher Reststromableitung wie oben erläutert dimensionieren). Der L-Pegel wird durch die Diode D begrenzt. Über R_{C2} muß die Summe der Eingangsströme aller angeschlossenen Schaltkreise aufgebracht werden. Dieses Beispiel zeigt, daß durch entsprechende Auslegung der Widerstände R_{C1} und R_{C2} und natürlich des steuernden Verstärkers der Ausgangslastfaktor beeinflußt werden kann, wobei hier entsprechend den konkreten Anforderungen auch sehr große Werte erreichbar sind.

4.3.2.4. Spezielle Interface-Schaltungen

Zu den speziellen Interface-Schaltungen gehören Sender- und Empfänger-Schaltungen sowohl für elektrische als auch für optische Übertragungsstrecken sowie insbesondere Trigger- und Multivibratorschaltungen. Diese in digitalen Schaltungen häufig benötigten Anordnungen lassen sich zwar auch in diskreter Technik oder mit Spezialschaltkreisen realisieren, ökonomisch günstiger ist aber oft die Benutzung von Digitalschaltkreisen der jeweiligen für die logischen Verknüpfungen angewandten Schaltkreisfamilie, möglicherweise von unbenutzt gebliebenen Gattern usw. Dabei können die obigen Aussagen und Schaltbeispiele für Interfaceschaltungen in vielfältiger Art und Weise zur Lösung der konkreten Aufgaben herangezogen werden. Einige Beispiele sollen das verdeutlichen.

Digitalschaltkreise werden in elektronischen Baugruppen untereinander durch elektrische Leitungen verbunden. Je länger diese Leitungen sind, um so größer ist ihr Einfluß auf die Störsicherheit, insbesondere durch das Auftreten von Reflexionen u. ä. Diese müssen dann beachtet werden, wenn die Leitung so lang ist, daß die Signallaufzeit τ in die Größenordnung der Schaltflankenzeit kommt bzw. gar darüber liegt. Als Standardmaßnahme gegen das Auftreten störender Reflexionen hat sich der Abschluß der Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_0 bewährt. Bild 4.3.-19 zeigt dafür einige prinzipielle Möglichkeiten am Beispiel von TTL-Schaltkreisen.

Im Bild 4.3.-19a erfolgt der Leitungsabschluß durch den Wellenwiderstand. Nachteilig ist dabei, daß der Treiberschaltkreis bei H-Pegel einen ständigen Strom über den Abschlußwiderstand liefern muß. Um dies zu verhindern, kann der Abschlußwiderstand kapazitiv angekoppelt werden (Bild 4.3.-19b); er ist dadurch nur noch während der Umschaltvorgänge wirksam. Eine weitere Methode ist der Leitungsabschluß mit einem Serienwiderstand am Leitungsanfang nach Bild 4.3.-19c. Bild 4.3.-19d zeigt den Einsatz von Klemmdioden zur Begrenzung am Leitungsausgang. Diese beispielhaft ausgewählten Varianten sind natürlich kombinierbar; dabei sind stets die speziellen Hinweise der Hersteller zu beachten.

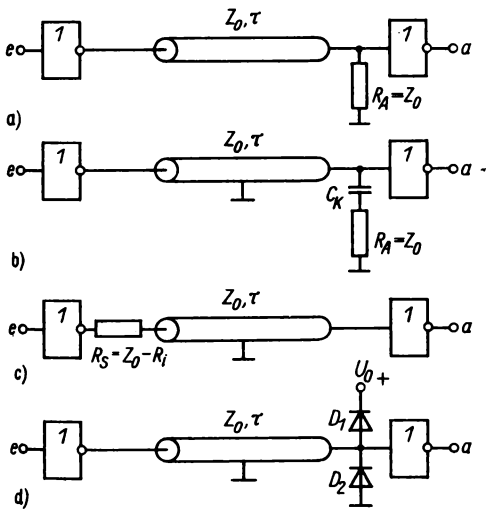


Bild 4.3.-19
Einige Möglichkeiten zur Kopplung von Digitalschaltkreisen über lange Leitungen am Beispiel von TTL-Schaltkreisen untereinander

a Leitungsabschluß durch Wellenwiderstand
b Leitungsabschluß durch kapazitiv angekoppelten Wellenwiderstand
c serieller Abschluß am Leitungsanfang
d Leitungsabschluß durch zwei Klemmdioden

Die Erläuterung der Beispiele nach Bild 4.3.-19 läßt folgende allgemeine Forderungen erkennen, die vom Sende- bzw. Empfängerschaltkreis zu erfüllen sind:

1. Die logischen Pegel müssen paßfähig sein.
2. Die Umschaltschwelle des Empfängerschaltkreises sollte möglichst in der Mitte des Signalhubs liegen.
3. Der Eingangswiderstand des Empfängerschaltkreises muß in beiden Schaltzuständen sehr viel größer als der Wellenwiderstand sein, d. h., als Empfänger kommen bevorzugt MOS-Schaltkreise in Betracht.
4. Der Ausgangswiderstand des Senderschaltkreises muß in beiden Schaltzuständen kleiner sein als der Wellenwiderstand, d. h., als Sender kommen bevorzugt bipolare Schaltkreise in Betracht.
5. Die Ausgangskapazität des Senders und die Eingangskapazität des Empfängers sollten möglichst klein sein.

Die dargestellten Probleme beim Einsatz langer elektrischer Leitungen, deren Empfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störungen, die nicht vorhandene Potentialtrennung und der gegenüber bereits kostengünstig verfügbaren optischen Übertragungsstrecken (z. B. Lichtleitern) relativ hohe Preis führen zu einer immer breiteren Anwendung der optischen Übertragungsstrecken in der

Automatisierungstechnik. Bild 4.3.-20 zeigt dafür Beispiele (Anstelle des Opto-Kopplers ist jede beliebige optische Übertragungsstrecke einsetzbar; die dargestellten Schaltungen sind folglich auch als Lichtschranke usw. verwendbar.). Als Ansteuerschaltung für die Sendediode kommen praktisch alle im Bild 4.3.-14 gezeigten bzw. ähnliche Schaltungsvarianten in Betracht. Der Ausgang der Optokoppler ist jeweils invertierend bzw. nichtinvertierend beschaltet. Es sei erwähnt, daß solche Schaltungen auch vorteilhaft als Interfaceschaltung für den Übergang zwischen zwei verschiedenen Schaltkreisfamilien einsetzbar sind.

Eine weitere Gruppe von speziellen Interfaceschaltungen sind die Trigger- und Mulitvibratorschaltungen; sie werden zur Einkopplung von Meßsignalen, zur Formung von Impulsen usw. sehr vielfältig genutzt. Im Bild 4.3.-21 (Triggerschaltungen mit TTL-Schaltkreisen) und 4.3.-22 (monostabile Kippschaltungen) sind Beispiele dafür dargestellt.

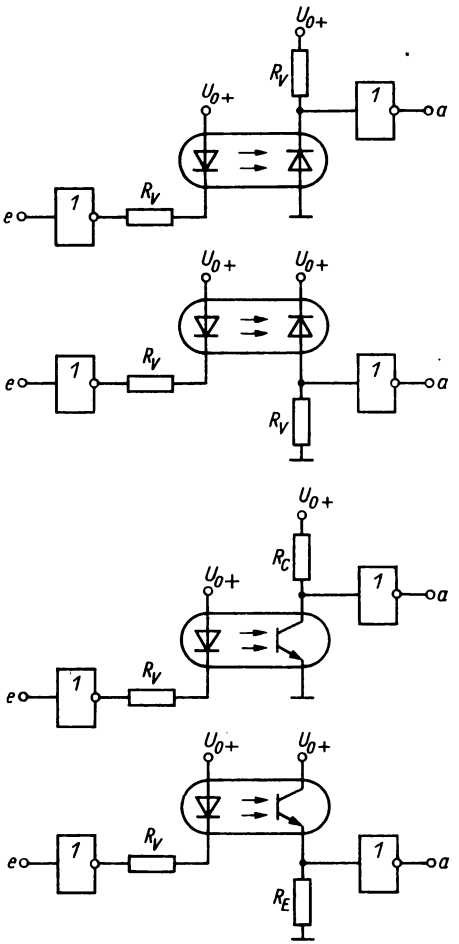


Bild 4.3.-20
Einige Möglichkeiten zur Kopplung von Digitalschaltkreisen durch optische Übertragungsstrecken (z. B. Optokoppler)

Bild 4.3.-21a zeigt einen häufig eingesetzten asymmetrischen Trigger mit Bipolartransistor und TTL-Inverter. Hier ist also lediglich in der bekannten asymmetrischen Triggerschaltung der zweite Inverter durch einen TTL-Inverter ersetzt worden. Zu beachten ist, daß die Rückführung über den Widerstand R_R den Ausgangslastfaktor am Ausgang a_2 vermindert.

Eine Triggerschaltung aus zwei beschalteten TTL-Invertern zeigt Bild 4.3.-21b. Man erkennt die Begrenzerwirkung der Diode bei großen negativen Eingangsspannungen. Der Rückführwiderstand R_R wirkt als Mitkopplung; der Ausgangslastfaktor am Ausgang a_2 wird dadurch herabgesetzt.

Beide Schaltungen im Bild 4.3.-21 werden zusätzlich durch die dort angegebenen typischen Signalverläufe erklärt. Schaltung (*a*) wird bevorzugt dann eingesetzt, wenn höhere Anforderungen an die Genauigkeit der Schwellwerte gestellt werden; Schaltung (*b*) findet bevorzugt bei der Umwandlung sinusförmiger Eingangssignale in eine äquivalente Rechteckimpulsfolge Anwendung.

Die bei TTL-Schaltkreisen angewandten Schaltungsprinzipien sind auf MOS-Bauelemente übertragbar. Die auf diesem Wege realisierten Triggerschaltungen haben jedoch meist eine der relativ hohen Schwellspannungsdrift von MOS-Transistoren proportionale Schwellwertdrift, weswegen sie nur begrenzt einsetzbar

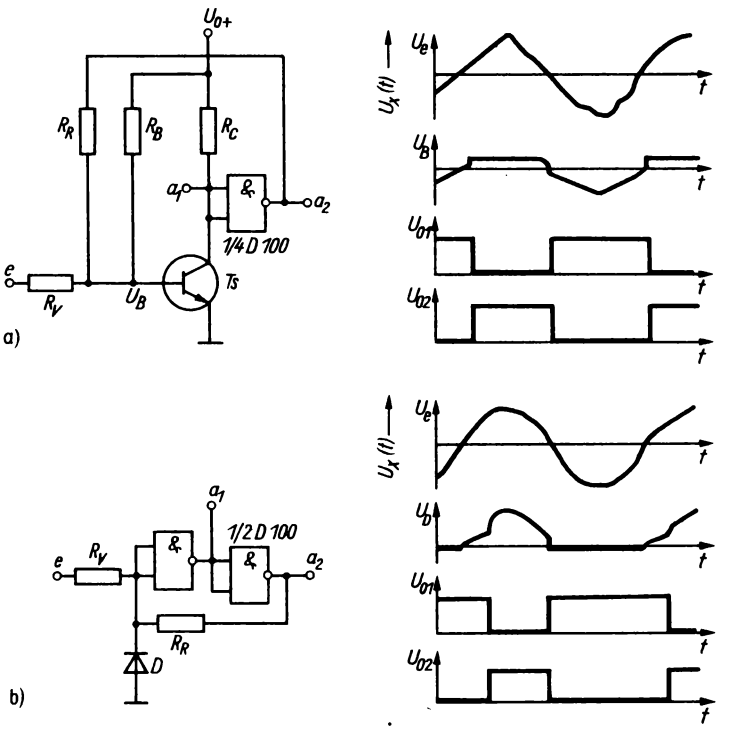


Bild 4.3.-21. Beispiele für Triggerschaltungen mit TTL-Schaltkreisen

a asymmetrischer Trigger mit Bipolartransistor und TTL-Inverter

b Triggerschaltung mit zwei TTL-Invertern

Statt U_{01} bzw. U_{02} lies U_{a1} bzw. U_{a2}

– Die Zeitverläufe u_B und u_D hängen von der konkreten Dimensionierung ab –

sind. Die Kombination von bipolaren Eingangstransistoren mit MOS-Schaltkreisen ist jedoch eine häufig erfolgreich angewandte Methode.

Bild 4.3.-22 zeigt zwei häufig eingesetzte Arten von monostabilen Multivibratoren. In Schaltung (*a*) mit TTL-NAND-Gliedern ist der zeitbestimmende Kondensator differenzierend angeordnet. Die Rückführung erfolgt durch logische Verknüpfung. Zu beachten ist, daß bei H-Pegel am Eingang über den Widerstand *R* der L-Pegel am Eingang des Ausgangs-Gatters aufrecht erhalten werden muß. Der Widerstand *R* ist deshalb stets kleiner 500 Ω (Beispiel für TTL-Reihe D10) zu wählen. Dies hat automatisch bei Auslösung des quasistabilen Zustandes eine Nichteinhaltung des H-Pegels am Ausgang des Eingangs-Gatters zur Folge; dieser Ausgang kann folglich nicht zur Ansteuerung weiterer Schaltungsteile benutzt werden. Der niedrige Wert für den Widerstand *R* begrenzt außerdem die realisierbaren Haltezeiten.

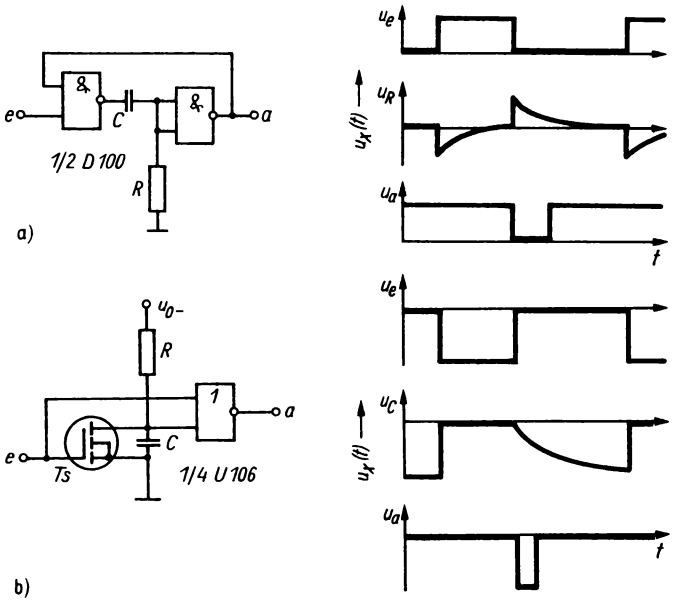


Bild 4.3.-22. Beispiele für monostabile Impulsformerschaltungen

a mit differenzierend angeordnetem Zeitglied und zwei TTL-NAND-Gliedern

b mit integrierend angeordnetem Zeitglied, MOSFET vom P-Kanal-Anreicherungstyp und NOR-Glied, bevorzugt in PMOS-HVT

In der Schaltung nach Bild 4.3.-22b ist der zeitbestimmende Kondensator integrierend angeordnet. Dies gewährleistet gegenüber differenzierend angeordnetem zeitbestimmendem Kondensator eine vergleichsweise hohe Störsicherheit, was bei der Hochohmigkeit des Eingangs der hier eingesetzten MOS-Bauelemente erforderlich ist.

Die im Bild 4.3.-22 mit aufgezeichneten Signalverläufe verdeutlichen die Wirkungsweise beider Schaltungsvarianten; weitere Ausführungen können entfallen. Es sei aber darauf hingewiesen, daß sich das im Bild 4.3.-22b dargestellte Schaltungsprinzip bei praktisch allen Arten von MOS-Schaltkreisen vorteilhaft anwenden läßt.

Mit den im Abschn. 4.3. gegebenen Hinweisen zu Zusammenschaltungsbedingungen und Interface konnten nur einige wichtige Probleme anhand charakteristischer Beispiele angesprochen werden. Zu einem tieferen Eindringen in die Problematik muß auch hier auf die einschlägige Literatur verwiesen werden.

4.4. Bausteine zur Speicherung von Informationen

Bei praktisch allen Problemstellungen der Automatisierungstechnik kann es erforderlich sein, bestimmte Ereignisse, Zustände, Vorgänge, aber auch Vorgaben, Abläufe, Programme usw. für kürzere oder längere Zeit zu speichern. Wirkprinzip, Aufbau, Kapazität, Zugriffszeit und andere Charakteristika dafür notwendiger Speicherbausteine können sehr unterschiedlich sein.

Die ersten in der Technik breit angewandten und noch heute bei der Automatisierung genutzten Speicherbausteine waren einfache Anschläge, die beim Erreichen bestimmter Stellungen die vorgesehenen Vorgänge auslösten. Es handelte sich hierbei also um einfachste Formen von Programmspeichern. Später kamen noch Nocken, Kurvenscheiben und andere mechanische Formspeicher hinzu. In der modernen Automatisierungstechnik erfordert die zunehmende Komplexität der Strukturen die massenweise Speicherung von Informationen, die kurzfristig wieder zur Verfügung stehen müssen. Derartige Speicherbausteine mit solch hoher Speicherkapazität und kurzer Zugriffszeit sind nur auf der Basis integrierter elektronischer Schaltkreise ökonomisch realisierbar. Diesen Speicherelementen kommt folglich innerhalb der in der Automatisierungstechnik eingesetzten Speicherbausteine eine überragende Bedeutung zu.

Nicht in jedem Falle stellen jedoch komplexe Automatisierungsanlagen die volkswirtschaftlich günstigste Lösung dar. Das heißt, es wird auch zukünftig noch notwendig sein, mechanische Speicher, einfache elektrische Speicher (z. B. Relais) und pneumatische Speicherbausteine – insbesondere zur Gewährleistung des Explosionsschutzes – einzusetzen, um eine den Erfordernissen optimal angepaßte Automatisierungslösung zu erhalten.

4.4.1. Mechanische Informationsspeicher

Einfachheit, Robustheit, Zuverlässigkeit und relativ niedrige Kosten mechanischer Informationsspeicher sichern diesen Bausteinen trotz zunehmender Anwendung anderer Speichermedien auch zukünftig ein weites Einsatzfeld. Dies trifft insbesondere auf mechanische Programmspeicher, weniger jedoch auf mechanische Kippstufen bzw. mechanische Zeitspeicher zu. Nachfolgend sollen deshalb nur technisch bedeutsame Arten mechanischer Programmspeicher diskutiert werden.

Bei mechanischen Programmspeichern werden die zu speichernden Informationen meist durch entsprechende geometrische Konfigurationen, seltener durch andere physikalische Zustände, dargestellt. Hierzu zählen insbesondere die schon erwähnten Anschläge, Nocken, Kurvenscheiben, Trommelkurven, Formspeicher, Lochkarten und Lochstreifen. Eine Unterteilung dieser Speicher nach

der Art der Abbildung der Information (analog bzw. digital) wird wegen der nicht immer eindeutigen Zuordenbarkeit nicht vorgenommen.

Die einfachsten Speicher für bestimmte Zustände sind die Anschläge. Sie können fest oder verschiebbar auf Leisten, Scheiben oder Trommeln angeordnet sein und begrenzen meist eine Bewegung durch Betätigen von Schaltern. Nachteile solcher Anschläge sind neben der Problematik einer exakten Einstellung die auftretenden Kippfehler, Rückfederungen usw. Ihr Einsatz beschränkt sich deshalb in modernen Anlagen vor allem auf den Havarieschutz und ähnliche Sicherungsfunktionen.

Nocken werden im Gegensatz zu Anschlägen nicht angefahren, sondern überfahren; sie finden aufgrund der Möglichkeit, mehrere hintereinander zu schalten und somit eine Folge von Vorgängen auszulösen, insbesondere Anwendung für Wegplan- und Zeitplansteuerungen. Die Nocken werden dabei auf sog. Nockenleisten, die mehrere Nockenbahnen enthalten können, befestigt und können innerhalb dieser Bahnen beliebig verschoben werden. Beim Überfahren wirken die Nocken direkt oder über zusätzliche Programmspeicher (z. B. Schrittschaltwerk, Kreuzschienenverteiler, Programmwalze u. a.) auf nachfolgende Steuerorgane ein. Zum exakten Einstellen der Nocken werden vielfach spezielle Nockeneinstellgeräte genutzt.

Verbreitete Ausführungsformen von Kurvenscheiben und Trommelkurven zeigt Bild 4.4.-1. Sie laufen in den meisten Fällen mit konstanter Winkelgeschwindigkeit um. Dabei wird über die Auslenkung der Kurve ein bestimmter Weg bzw. über die Steigung der Kurve eine bestimmte Geschwindigkeit vorgegeben bzw. gespeichert. An den Kurven greifen Zapfen, Rollen oder andere Führungselemente die Information ab und geben sie an meist auch mechanisch wirkende Steuerorgane weiter. Kurvenscheiben finden insbesondere zur Steuerung von Drehautomaten breite Anwendung.

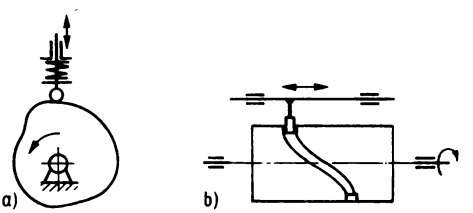


Bild 4.4.-1. Grundsätzliche Bauformen von Kurvenspeichern
a Scheibenkurve
b Trommelkurve

Formspeicher sind meist ein direktes Abbild einer herzustellenden Werkstückform (Meisterstücke, Schablonen usw.). Durch einen Fühler wird diese Form abgetastet und über Zwischenelemente das Bearbeitungswerkzeug nachgeführt.

Mechanische Speicher für digitale Informationen sind in Form von Lochkarten, Lochstreifen, Lochschablonen u. ä. weit verbreitet. Sie dienen sowohl bei numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen, Fertigungszellen u. ä. als auch bei relativ einfachen Automatisierungseinrichtungen in vielfältiger Art und Weise – z. T. auch im Zusammenwirken mit anderen Informationsspeichern – der Eingabe und Speicherung von Steuer- und Schaltinformationen. Auch in künftigen Generatio-

nen von Automatisierungsanlagen werden diese äußerst wichtigen mechanischen Speicher breite Anwendung finden. Da diese Speicherformen – insbesondere aus der Informations- bzw. Datenverarbeitung – weitgehend bekannt sind, soll auf eine weitere Darstellung verzichtet und auf die diesbezügliche Literatur verwiesen werden.

4.4.2. Elektrische Informationsspeicher

In der modernen Automatisierungstechnik ist die elektrische Informationsverarbeitung von hervorragender Bedeutung. Die Informationen sind dabei einem Informationsträger (Strom, Spannung, elektr. oder magnet. Feld) als Zeitfunktion aufgeprägt. Eine aussagefähige Information setzt sich immer aus einer notwendigen Anzahl von Einzelinformationen zusammen. In allen Fällen, in denen eine Information z. B. durch einen einfachen Befehl („1"/„0" bzw. Ein/Aus) gegeben wird, ist sicherlich eine Verdichtung mehrerer Teilinformationen, eine Informationsverarbeitung, vorausgegangen. Eine solche Informationsverarbeitung bedeutet die Herstellung einer oder mehrerer Ausgangsinformationen durch Verknüpfung von Eingangsinformationen, die als Zeitfunktionen des Informationsträgers vorliegen, in einer sog. informationsverarbeitenden Einheit (IVE). Der den Informationen immanente Charakter der Zeitfunktion macht es oft notwendig, aufeinanderfolgend (seriell) eintreffende Einzelinformationen zunächst zu einer Gesamtinformation zusammenzusetzen, um diese dann weiter zu verarbeiten. Es ist somit erforderlich, die nur kurzzeitig verfügbaren Einzelinformationen zumindest bis zum Vorliegen der Gesamtinformation zu speichern. Die Gesamtinformation soll dann nach einem vorgegebenen Schema (Programm) zu einer Ausgangsinformation umgeformt werden. Auch dieses Programm ist im einfachsten Falle durch die Vorgabe einer bestimmten Zusammenschaltung von Bauelementen mit definierten Eigenschaften (Strukturprogrammierung) oder in festen Programmspeichern als Verarbeitungsalgorithmus gespeichert.

Informationsspeicher haben somit die Aufgabe, die Informations-Zeit-Funktionen oder definierte Abschnitte derselben zu empfangen, für eine vorgebbare Zeit festzuhalten und auf Abruf bereitzustellen.

Die Vielzahl der Forderungen und die rasch fortschreitende Entwicklung in der Elektronik führten zur Bereitstellung verschiedener Speicher. Es wurden unterschiedliche Prinzipe realisiert, um die Arbeitsgeschwindigkeit, die Speicherdichte, die Zugriffszeit, den spezifischen Energieaufwand und die Speicherorganisation zu verbessern bzw. den verschiedenen Erfordernissen anzupassen. Diese Mannigfaltigkeit macht es kompliziert, ein einfaches Ordnungsschema für elektrische Informationsspeicher zu finden. Im Bild 4.4.-2 wird eine Übersicht über mögliche Ordnungsprinzipe für solche Speicher angegeben.

Im vorliegenden Falle bedeutet Speichern das elektrische Herbeiführen einer elektrisch abfragbaren Struktur im Speichermedium. Je nach Speicherprinzip wird die zur Strukturänderung aufgewendete Energie direkt gespeichert, in eine speicherbare Energieform umgewandelt und fixiert oder durch sie eine Änderung der elektrisch wirksamen Struktur hervorgerufen.

Sofern diese Änderungen rückgängig gemacht werden können, spricht man von reversiblen (löschbaren) Speichern, anderenfalls von irreversiblen (Festwert-

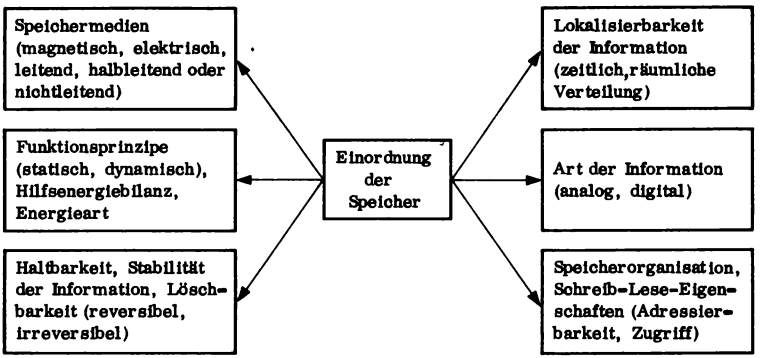


Bild 4.4.-2. Übersicht über mögliche Ordnungsprinzipe bei elektrischen Speichern

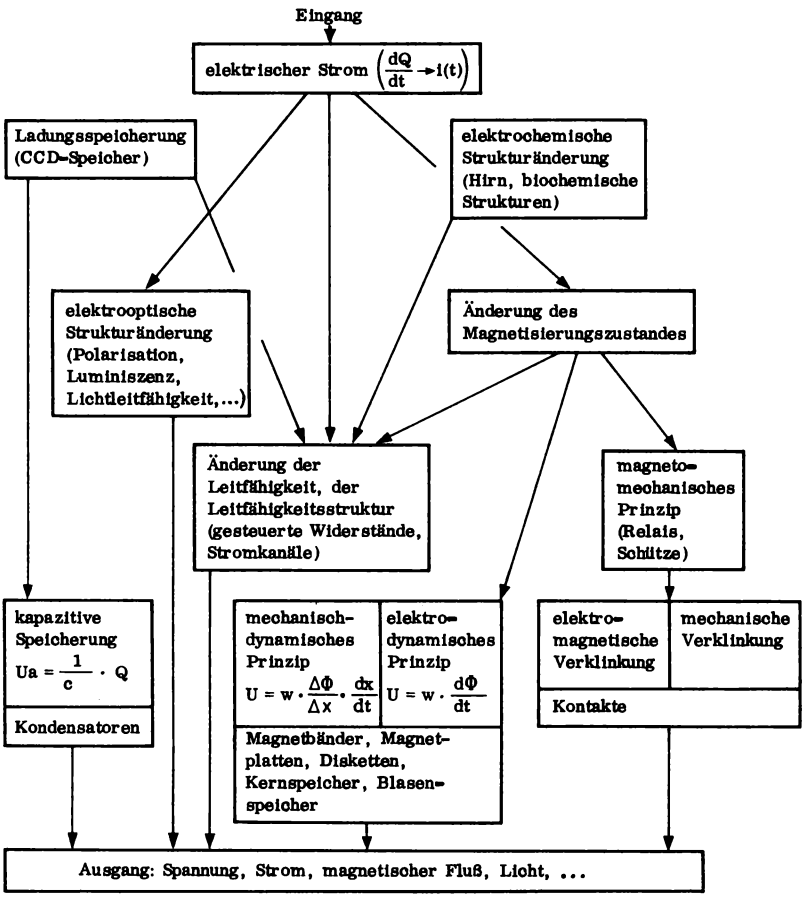


Bild 4.4.-3. Wichtige Wirkprinzipe von elektrischen Speichern

speichern). In Speichern, deren Belegung fest strukturiert ist, werden wiederholt benötigte Abläufe (Programme) festgehalten, Speicher mit leichter Änderbarkeit der Inhalte werden als Rechenspeicher, Auffangspeicher oder für schnelle variable Abläufe eingesetzt. Eine besondere Form des Speicherns ist die feste Verdrahtung einer Schaltung – es wird die Ausgangsreaktion der Schaltung bei bestimmten Eingangssignalkombinationen vorgegeben (Strukturprogrammierung). Häufig ist es erforderlich, ganz bestimmte Signalwerte zu speichern (z. B. 1,35 V ...). Das macht es nötig, eine quantifizierbare speicherbare Energiemenge im Speichermedium unterzubringen oder eine elektrisch ausmeßbare dauerhafte Strukturänderung herbeizuführen. Letzteres wird beispielsweise für Widerstandsnetzwerke in Funktionsgebern und AD-Umsetzern angewandt.

Relativ einfach sind elektrische Ladungen auf Kapazitäten speicherbar, die hervorgerufene Spannung ist dann ein Maß für den gespeicherten Wert. Anordnungen, bei denen die Ladungsspeicherung angewendet wird, bedürfen einer genauen Dimensionierungsanalyse hinsichtlich der Isolationswiderstände, der Größe der Speicherkapazität bei vorgegebener Ausgangsspannung und der Umladeströme, die bei schneller Ladungsänderung auftreten. Speicherwerttoleranzen um etwa 0,5 % sind mit sinnvollem Aufwand realisierbar.

Alle Verfahren, die mit Amplitudenwertspeicherung arbeiten, sind hinsichtlich ihrer Genauigkeit, Linearität und ihres Auflösungsvermögens durch physikalisch-technische Grenzen eingeschränkt. So verträgt sich die Forderung nach Miniaturisierung nicht immer mit Präzisionsforderungen. Deshalb sind die am häufigsten verwendeten Speicherverfahren digitaler Natur, d. h., die Werte werden zeitquantisiert, mit vorgebbarer Genauigkeit digital kodiert und so gespeichert.

Die Anzahl der benötigten Speicherplätze je Wert wächst dann mit der geforderten Genauigkeit. In digitalen Speichern können prinzipiell die gleichen Speicherverfahren wie bei Analogwertspeichern eingesetzt werden, jedoch entfallen die hohen Genauigkeits- und Linearitätsforderungen an den Speicher.

Die digitale Speicherung ermöglicht den Einsatz von Speichern, die mit geschalteten Elementen aufgebaut sind (Relais, Transistoren, Dioden ...) und damit auch andere Wirkprinzipe. Bild 4.4.-3 zeigt eine Übersicht wichtiger Wirkprinzipe für elektrische Speicher. Dabei wird nichts über die Löschbarkeit, die Notwendigkeit von Hilfsenergie usw. ausgesagt, sondern es sind nur wichtige elektrophysikalische Prinzipe mit erläuternden Beispielen angegeben.

Die aus diesen unterschiedlichen Prinzipien hervorgehenden Speicher können als Funktionselement betrachtet werden. Bild 4.4.-4 zeigt eine solche einfache

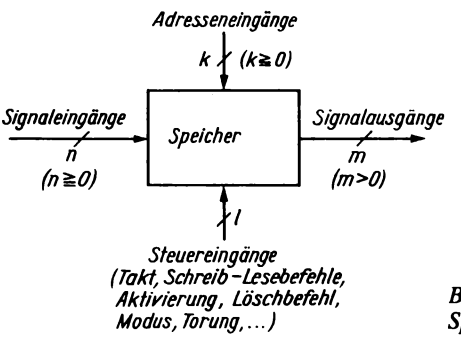


Bild 4.4.-4
Speicherbaustein als Funktionselement

Tafel 4.4.-1. Beispiele für technische Speicher

Elektrische (elektronische) Speicher			
Elektromechanische Speicher	Magnetische Speicher	Halbleiterspeicher	Sonstige
Schalter Schütze Relais Schaltwalzen Kodierschalter Dreh- und Hebwähler	Ferritkernspeicher Bandspeicher Magnetblasenspeicher magnetische Dünnschichtspeicher	Transistor Flipflop MOS-Ladungsspeicher Dioden- bzw. Transistormatrizen Thyristoren rückgekoppelte Operationsverstärker	Verdrahtungsmatrizen Programmierfelder Speicherbildröhren

Möglichkeit. Durch Variation der Anschlußzahlen und der Eingänge können verschiedene Speicher dargestellt werden. Im Speicherbaustein ist folglich stets eine bestimmte (meist große) Anzahl von Elementarspeichern mit vorgegebenen (meist gleichartigen) Eigenschaften enthalten. Je nach Wirkprinzip und Ausstattung, die dem vorgesehenen Einsatzbereich angepaßt werden, entstehen so die Digitalspeichertypen ROM (read only memory), ein Festwertspeicher, der z. B. auch als willkürlich elektrisch programmierbarer EPROM ausgeführt wird, und RAM (random access memory), ein Schreib-Lesespeicher. Beide Speichertypen werden in vielen Varianten ausgeführt. Ein Analogwertspeicher und Halbleiterbasis ist der sog. CCD-Specher (charge coupled device). In der Literatur [32] [33] werden diese und andere Speichertypen detaillierter vorgestellt sowie weiterführende Literatur angegeben. Aus der Vielfalt der Speicherarten werden im folgenden einige beschrieben. In Tafel 4.4.-1 wird eine Übersicht über technische Ausführungen gegeben. Es erfolgt hier eine Untergliederung nach häufig vorkommenden Realisierungsprinzipien. Die unter „sonstige Speicher" aufgeführten Speicher sind technisch bedeutungsvolle Anordnungen, wie z. B. Programmierfelder oder Verdrahtungsmatrizen als Programmspeicher für Analogrechner oder Speicherbildröhren für die Messung langsamer Vorgänge oder auch sehr schneller einmaliger Vorgänge.

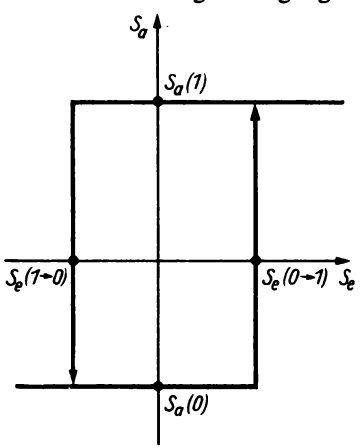


Bild 4.4.-5
Typischer Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsgrößen von Speicherelementen, deren Wirkung auf hysteresebehafteten Vorgängen beruht
(1) *Speicherwert* ≠ 0
(0) Speicherwert = 0
(1→0) Übergang
(0→1) Übergang

Die Speicherwirkung bei elektrischen Speichern entsteht häufig durch positive Rückführung vom Ausgang eines verstärkenden Elementes auf den eigenen Eingang (Mitkopplung). Eine Ausnahme bildet das direkte Speichern von Ladungen auf einem Kondensator, dessen Spannungswert dann den Leitzustand z. B. eines Feldeffekttransistors steuert. Die Mitkopplung, die zu einer Fixierung des eingenommenen Speicherzustandes führt, stellt sich in einem hystereseartigen Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung und der steuernden Eingangsspannung dar. Bild 4.4.-5 zeigt einen solchen Zusammenhang. Es werden hier Ausgangssignalgrößen (S_a) als Funktion der Eingangsgröße (S_e) dargestellt. Charakteristisch sind die Achsenschnittpunkte, deren Lage vom Bauelementetyp abhängt.

4.4.2.1. Elektromechanische Informationsspeicher

Zu den elektromechanischen Speichern können im Prinzip alle Schalter gerechnet werden, die eine Verklinkung besitzen, d. h. einen einmaligen mechanischen Befehl halten, bis dieser wieder gelöscht wird. Bedeutungsvoll im Sinne der Informationsspeicherung sind die Relais und Schütze (vgl. Abschn. 3.3.). Die Steuerung erfolgt hier mittels elektrischem Strom. Eine Verklinkung kann wahlweise elektrisch (durch Rückführung eines Haltestromes) oder mechanisch durch Klinken erfolgen. Relais mit mechanischer Verklinkung werden häufig für Störungsmeldungen eingesetzt (Melderelais). Schütze entsprechen in ihrem Prinzip den Relais, jedoch sind ihre Hauptkontaktsysteme für hohe Schaltleistungen ausgelegt. Schaltwalzen und Kodierschalter haben die charakteristische Eigenschaft, daß ihre Schaltfolgen und -zustände bereits vorprogrammiert sind (s. a. ROM) und durch Anwahl einer Schaltstellung aufgerufen werden können. Dreh- und Hebdrehwähler werden in der Fernmeldetechnik zur befristeten Herstellung von Teilnehmerverbindungen genutzt. Der ausgewählte Zustand bleibt so lange gespeichert, bis die Verbindung unterbrochen wird (s. auch RAM).

Bei elektromechanischen Speicherelementen ist ein Trend zur Substitution durch Halbleiterbauelemente zu erkennen. Nur in den Fällen, in denen eine Potentialtrennung erforderlich ist, werden sie ihre Bedeutung behalten.

Ein wichtiges Prinzip zur Speicherung bei elektromechanischen Informationsspeichern, wie Relais und Schütze, ist die sog. Selbsthalteschaltung. Hierbei wird ein Hilfskontakt am Relais (Schütz) mitbetätigt, der den Steuerstromkreis dann ständig einschaltet. Ein kurzer einmaliger Befehl wird somit gespeichert. Bild 4.4.-6 zeigt eine solche Selbsthalteschaltung. Im vorliegenden Fall ist auch dargestellt, daß die Ausgangswirkung im Schließen und/oder Öffnen von Kontakten bestehen kann. Eine Kennlinie eines solchen Speichers läßt sich z. B. hinsichtlich des Betätigungsstromkreises angeben.

Es ergibt sich mit Bild 4.4.-5:

S_a (1) $\triangleq$ (Versorgungsspannung)

S_a (0) $\triangleq$ 0

S_e ($0 \rightarrow 1$) $\triangleq$ U_{0ein} (Mindestbetätigungsspannung)

S_e ($0 \rightarrow 0$) $\triangleq$ U_{0aus} (Spannung, bei der das Bauelement abschaltet).

Selbsthalteschaltungen bleiben nach dem Ausfall der Versorgungsspannung ausgeschaltet, d. h., der Speicher wird gelöscht. Durch eine unabhängige Hilfsspannung U_H oder mechanische Verklinkung läßt sich das Abfallen vermeiden.

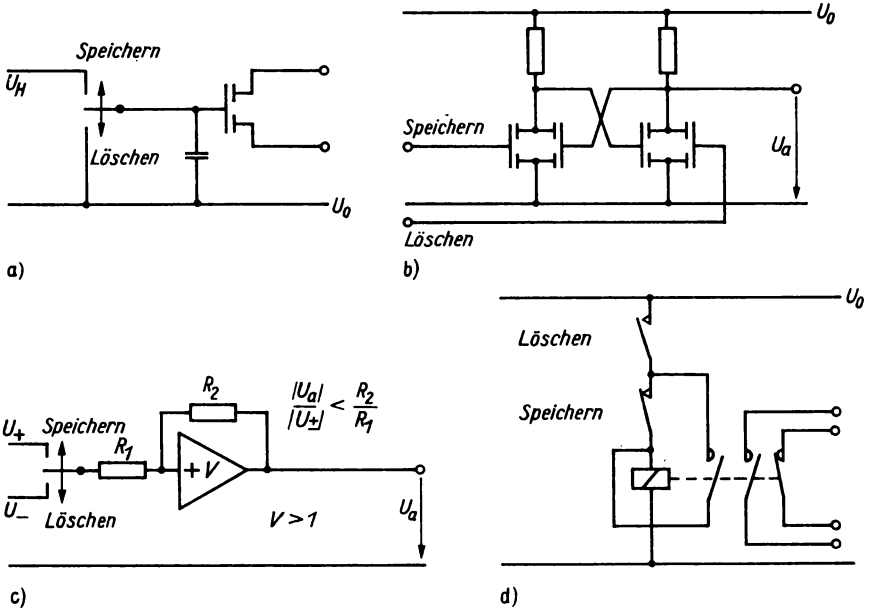


Bild 4.4.-6. Praktische Ausführungsvarianten von Speicherelementen

a Ladungsspeicher
b *RS*-Flipflop
c mitgekoppelter Operationsverstärker
d Relais bzw. Schütz mit Selbsthaltung (hier dominierend AUS)

Bekannte Beispiele für die Speicherung von Abschaltbefehlen nach Havarien sind die Fehlerstromschalter und Leitungsschutzautomaten. Hierbei ist der „Ein"-Zustand verklinkt. Durch Fehlerstrom oder Überstrom wird diese Verklinkung aufgehoben.

Zusammenfassend ist zu sagen, daß diese Bauelemente an Einfachheit, Robustheit, Zuverlässigkeit und nicht zuletzt wegen ihrer günstigen technisch-ökonomischen Parameter sowie einfachen Handhabung nur schwer zu übertreffen sind. Es ist zu erwarten, daß eine Substitution sich zunächst nur in solchen Fällen durchsetzt, wo sie ökonomisch sinnvoll ist, z. B. in Großanlagen.

4.4.2.2. Elektromagnetische Informationsspeicher

Die als nichtflüchtige Massenspeicher wichtigen magnetischen Speicher sind in *magnetostatische* und *magnetomotorische* Speicher unterteilbar. Magnetostatisch bedeutet, daß ein einmal erzeugter Magnetisierungszustand eines kleinen ruhenden Magnetbezirkes die Information nach dem Abschalten des Stromes behält (Remanenz). Bekannte technische Ausführungsformen sind Matrixanordnungen, meist Kernspeicher genannt. Das Ein- bzw. Auslesen der Informationen erfolgt hier durch Stromimpulse. Wegen des komplizierten Aufbaus und des Trends zu höheren Speicherdichten werden solche Speicher zunehmend durch magnetische Dünnschichtspeicher und Magnetblasenspeicher mit höherer Speicherdichte (d. h. Informationen je Volumeneinheit) verdrängt.

Magnetomotorische Speicher sind Anordnungen, die zur Funktion eines Antriebes bedürfen (Bandspeicher, Magnetplattenspeicher, Disketten). Sie sind durch einen komplizierten elektromechanischen Aufbau gekennzeichnet. Diese Speicher erreichen die derzeit höchste nichtflüchtige Speicherkapazität, so daß sie zunehmend auch für Mikrorechner (z.B. als Disketten) eingesetzt werden. Alle Speicherverfahren, bei denen Signale digital kodiert aufgezeichnet werden, erfordern einen erheblichen Aufwand an zusätzlicher Elektronik. Deshalb werden diese Verfahren meistens im Zusammenhang mit elektronischer Rechentechnik eingesetzt. Eine Ausnahme ist die direkte Aufzeichnung von Signal-Zeitverläufen auf Magnetband; dabei sind mindestens folgende Bedingungen zu erfüllen:

1. Das Signalfrequenzspektrum muß im Bereich der Frequenzgrenzen des Aufzeichnungsgerätes liegen.
2. Die Signalamplitude darf, sofern sie mitgewertet wird, bestimmte Aussteuergrenzen nicht überschreiten.

Während bei Kernspeichern der Ort der gespeicherten Information schnell und direkt angewählt werden kann (kurze Zugriffszeit), muß bei Bandspeichern, Disketten usw. der Ort der gewünschten Information erst beim Bandtransport aufgefunden werden. Dadurch können sich erhebliche Zugriffszeiten einstellen.

Da magnetische Speicherverfahren auf der Remanenz der magnetischen Medien beruhen, bleibt nach dem Abschalten des Magnetisierungsstromes der Magnetisierungszustand erhalten. Auch hier wird also eine hysteresebehaftete Kennlinie, die Magnetisierungskurve des Eisens, genutzt. Es ergibt sich mit Bild 4.4.-5:

S_a (1) $\triangleq +B_r$ (Remanenzinduktion in Richtung 1)
S_a (0) $\triangleq -B_r$ (Remanenzinduktion in Richtung 2)
S_e ($0 \rightarrow 1$) $\triangleq H_{K+}$ (Koerzitivfeldstärke in Richtung 1)
S_e ($1 \rightarrow 0$) $\triangleq H_{K-}$ (Koerzitivfeldstärke in Richtung 2).

Das Auslesen der Speicher kann durch Spannungsinduktion zerstörungsfrei oder beim Ummagnetisieren des Speicherbezirkes erfolgen. Im zweiten Falle muß die Information am Ausleseort anschließend erneuert werden (Refresh-Zyklus).

Elektromagnetische Speicher werden vorzugsweise für digitale Aufzeichnungen eingesetzt. Das Speichern von Funktionsverläufen mit Bandgeräten ist möglich, wenn diese Funktionen entweder den richtigen Frequenzbereich besitzen oder durch Zusatzeinrichtungen in diesen umgesetzt werden.

4.4.2.3. Elektronische Informationsspeicher

Die moderne Halbleitertechnik führte zu den sog. elektronischen Speichern, die höchsten Forderungen gerecht werden. Durch verbesserte technologische Verfahren ist es möglich geworden, bei digitalen Speichern bis zu 10^6 digitale Informationen je cm^2 Chipfläche zu konzentrieren. Bei solchen Speicherdichten wird es bereits kompliziert, eine bestimmte Information aufzufinden und über die durch technische Zwänge beschränkte Anzahl von Anschlüssen abzufordern.

Die *Zugriffszeiten* elektronischer Speicher liegen im Nanosekundenbereich und werden oft nur durch den Aufwand zur Adressierung eingeschränkt. Wäh-

rend für Rechner die digitalen Speicher bedeutungsvoll sind, werden für sehr schnelle und/oder einfache Signalverarbeitungen häufig analog wirkende Ladungsspeicher eingesetzt. Ladungsspeicher sind Anordnungen aus Kondensatoren, elektronischen Schaltern mit ihrer Logik und Verstärkern. Die Informationen werden hier in Form von signalproportionalen Ladungen auf Kapazitäten gespeichert. Solche Speicher gibt es bis zu Speichertiefen von etwa 10^3 Werten (*Speichertiefe* ist die Anzahl der im Speicher für aufeinanderfolgende Werte verfügbaren Speicherplätze). Die Speicherzeit von Ladungsspeichern ist durch die Isolationsgüte der Schalter und die Speicherkapazität gegeben – es werden bei digitalen Ladungsspeichern Speicherzeiten bis zu Jahren erzielt (z. B. in Speichern für die Sendervorwahl bei Rundfunkgeräten).

In Tafel 4.4.-1 sind als Gegenstück zu den Leistungsschützen die Thyristoren aufgeführt. Die einmal kurzzeitig eingegebene Zündstrominformation wird hier in Form des großen Hauptstromes gespeichert (z. B. 1 mA $\rightarrow$ 10^3 A). Sie können deshalb direkt als Speicher und Stellglied eingesetzt werden. Wegen ihres großen Haltestrombereiches sind sie auch bei veränderlichen Spannungen gut einsetzbar (Halten einer Information bis zum fast vollständigen Ausfall des Stromflusses.).

Im Bild 4.4.-6 sind wichtige Ausführungsformen von elektronischen Speichern angegeben. Jeder dieser Speicher kann im Prinzip eine binäre Stelle (1 Bit) speichern. Eine Ausnahme bildet der Ladungsspeicher. Wertet man nur den Leitzustand des Feldeffekttransistors (leitend/nichtleitend), dann liegt ein binäres Signal vor. Wird jedoch der Transistor im aktiven Bereich betrieben und der gesteuerte Strom ist proportional zur Kondensatorspannung, dann liegt ein Analogwertspeicher vor und die Speicherzelle kann im zulässigen Arbeitsbereich beliebig einstufige Werte speichern. Soll nach diesem Prinzip ein Funktionsverlauf gespeichert werden, dann muß für aufeinanderfolgende Werte je ein Ladungsspeicher vorhanden sein, d. h., die Funktion ist nur so feinstufig speicherbar, wie Speicherplätze vorhanden sind. In der Praxis werden solche Speicher als sog. *Eimerkettenspeicher* (CCD) realisiert. Die signalproportionalen Ladungsmengen werden nacheinander von einem Speicherkondensator zum nächsten weitergereicht. Die Auflösung solcher Speicher liegt bei etwa 10^3 Werten je Bauelement, die Taktfrequenzen bei etwa 10^5 Hz.

Die Kennlinie eines einzelnen Ladungsspeichers wird mit Bild 4.4.-5:

S_a (1) $\triangleq$ I_{Tr} (Stromwert durch den Feldeffekttransistor, proportional zur Spannung am Speicherkondensator)

S_a (0) $\triangleq$ $I_{Tr} = 0$

S_e ($0 \rightarrow 1$) $\triangleq$ $+i_C$ (Ladestrom des Speicherkondensators)

S_2 ($1 \rightarrow 0$) $\triangleq$ $-i_C$ (Entladestrom des Speicherkondensators).

Diese Kennlinie verläuft im ersten und zweiten Quadranten. Speicher dieser Art behalten die Information auch nach Ausfall der Betriebsspannung, sofern die Speicherkondensatoren nicht entladen werden. Eine wichtige Anwendung von Ladungsspeichern ergibt sich bei den „Sample and hold"-*Abtastspeichern* – das sind Analogwertspeicher, die auf Befehl einen analogen Funktionswert speichern und dann halten, bis z. B. dieser Wert in einen Analog-Digital-Umsetzer binär kodiert und als Binärwort in einen digitalen Speicher eingeschrieben ist. Dieses Binärwort besteht entsprechend der geforderten Genauigkeit aus mehreren binären Stellen (Bit). Ein Binärwort mit einer Breite von 8 Bit (8 Bit = 1 Byte) gibt

einen Wert mit einer Auflösung von 2^{-8} vom Maximalwert wieder. Die Speicherung von 1 Byte erfordert 8 Speicherzellen (z. B. Flipflop oder Ladungsspeicher). In der modernen Informationsverarbeitung ist es häufig notwendig, viele solcher Binärworte nacheinander zu speichern und ganze Programme, bestehend aus einer Vielzahl von Programmbefehlen, von denen jeder durch ein Binärwort beschrieben wird, zu fixieren. Dazu dienen Speicherbausteine mit unterschiedlichen Kenngrößen, beispielsweise:

- Anzahl der einschreibbaren Wörter *(Speichertiefe)*.
- Anzahl der binären Stellen eines Wortes *(Wortbreite)*.
- Adressierbarkeit der Speicherplätze – bitweise oder byteweise Speicherplatzauswahl (*Speicherorganisation*).
- Zeitspanne vom Schreib/Lesebefehl bis zum Einlesen/Auslesen des Wortes (*Zugriffszeit*).
- Verhalten des Speichers bei Betriebsspannungseinschaltung/-unterbrechung.
- Aufwand zum Lesen/Schreiben, z. B. Refreshverhalten bei dynamischen RAM.

Prinzipiell sind die schon erwähnten zwei Speicherarten zu unterscheiden, der *Festwertspeicher* (ROM), dessen Inhalt fest eingeschrieben ist, und der *Schreib/-Lesespeicher* RAM, bei dem ein Wort durch einen Schreibbefehl an eine vorgebbare Adresse eingelesen und durch einen Lesebefehl ein durch eine bestimmte Adresse gekennzeichnetes Wort ausgelesen werden kann.

Im Bild 4.4.-4 wird ein ROM dargestellt, wenn man $n = 0$, „m" entsprechend der Wortbreite und „k" entsprechend der Speichertiefe wählt; als Steuerbefehl ist nur ein Aktivierungsbefehl (chip select – CS), der den Ausgang aufschaltet, notwendig (mit $m = 8, k = 2^{10} = 1024, n = 0$ wird ein 1 K Byte ROM beschrieben). Ein RAM entsteht mit z. B. $n = m \neq 0$ und k entsprechend der Speichertiefe, wobei als wichtige Steuersignale CS (s. ROM) und WE (write enable) als Schreib/Lese-Steuerung auftreten. Zu vermerken ist noch, daß bei einem dynamischen RAM die Informationen durch einen synchronisierten Auffrisch (Refresh)-Zyklus regeneriert werden müssen, da es sich hier um Ladungsspeicher mit geringer Speicherdauer handelt. Mit $n = m = 1$ und $k = 10$ entsteht ein 1 K Bit-RAM.

Das Einschreiben der Bitmuster (Worte) beim ROM erfolgt entweder beim Hersteller oder mit besonderen Programmiergeräten durch den Anwender. ROM dienen z. B. zum Speichern von:

Programmen	(z. B. Steuer- und/oder Rechenalgorithmen)
Tabellen	(z. B. $y = f(x)$, wobei y das Speicherwort und x das zugehörige Adresswort ist)
Zeichen	(z. B. alphanumerische Zeichen für Fernschreiber, Plotter, Drukker und Bildschirmsichtgeräte)
Klangmustern	(z. B. elektronische Spracherzeugung).

Bild 4.4.-7 zeigt eine einfache Steuerschaltung mit einem ROM (auch Mikrocontroller). Die Adressen werden hier durch einen Adressenzähler gebildet, der Impulse variabler Frequenz zählt. Ein RS-Flipflop hält den Startbefehl bis zum Rücksetzen durch das Zählerüberlaufsignal. Natürlich kann die Adressierung auch durch einen Rechner erfolgen.

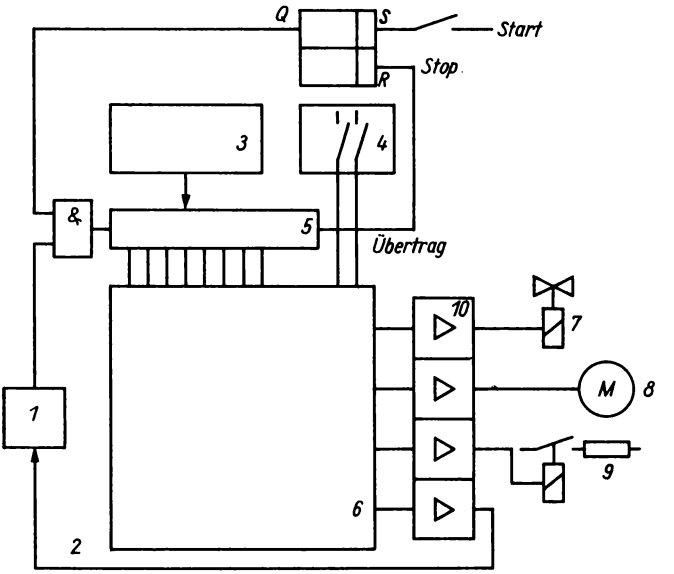


Bild 4.4.-7. Typische einfache ROM-Steuerung

1 Taktfrequenzerzeugung
2 Taktfrequenzsteuerung
3 Schlafspannungsversorgung
4 Programmwahlschalter (n = 4)
5 Adreßzähler 2^8
6 ROM 4×1024
7 Ventil
8 Pumpe
9 Heizung
10 Verstärkerbausteine

Hinsichtlich ihrer Löschbarkeit lassen sich folgende ROM-Typen unterscheiden:

Maskenprogrammierbarer ROM. Dieser Speicher wird beim Hersteller programmiert und ist absolut unveränderlich.
Programmierbarer ROM (PROM). Die Programmierung erfolgt durch irreversibles Festlegen des Bitmusters beim Anwender mit einem Programmiergerät.
Reversibel programmierter ROM (Re ROM). Dieser Speicher kann durch den Anwender elektrisch programmiert werden (EPROM) und ist mit UV-Licht-Bestrahlung des Chips durch ein Quarzfenster löschbar.
Elektrisch veränderbarer ROM (EAROM). Bei diesem Speicher kann der Inhalt elektrisch geändert werden. Dieser Vorgang geschieht jedoch sehr langsam und muß in speziellen Schaltungsanordnungen erfolgen.

Abschließend noch einige Hinweise zu Schreib/Lesespeichern. Diese Speicher werden vorwiegend in Mikroprozessorsystemen eingesetzt [33]. Es ist zu unterscheiden zwischen dynamischem RAM und statischem RAM. Der dynamische RAM erreicht höhere Arbeitsgeschwindigkeit und höhere Speicherdichte, benötigt jedoch den Refresh-Zyklus, der mit dem Speichervorgang synchronisiert sein muß. RAM-Speicher dienen zum Speichern von aktuellen Adressen und Daten. Wegen der Gefahr des „Vergessens" bei Betriebsspannungsausfall während einer Programmabarbeitung ist es häufig notwendig, diesen Speichertyp während einer Programmunterbrechung aus einer Batterie zu versorgen. Die Schaltkreise sind dazu mit einer sog. Schlafsteuerung versehen, die in diesem Fall einen leistungs-

reduzierten Betrieb realisiert. RAM-Speicher werden auch für sog. Transientenrecorder und digitale Oszillografen eingesetzt. Damit können z. B.

- sehr langsame Vorgänge zeitquantisiert digital aufgezeichnet und mit normaler Frequenz wiedergegeben werden,
- einmalige Vorgänge zeitquantisiert eingespeichert werden (transiente Vorgänge),
- sehr schnelle periodische Funktionen je Periode einmal abgetastet und mit normaler Frequenz wiedergegeben werden. (Darstellung von höchstfrequenten Vorgängen – digitaler Sampling-Oszillograf.)

In allen Fällen ist eine rechentechnische Aufbereitung (Effektivwertberechnung usw.) möglich. Infolge der angepaßten Wiedergabefrequenz entsteht auf dem Bildschirm dann ein gut auswertbares stehendes Bild.

RAM-Speicheranordnungen sind weiterhin zur Havarieursachenauswertung in Steuersystemen gut einsetzbar. Die interessierenden Vorgänge werden abgetastet und in einen RAM eingeschrieben. In diesem Speicher steht dann ein durch die Speichertiefe und Abtastfrequenz wählbares Protokoll. Bei Havarie wird die Einspeicherung abgebrochen, und der Speicherinhalt ist als Vorgeschichte auswertbar.

4.4.3. Pneumatische Informationsspeicher

Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störfeldern, Betriebsfähigkeit in explosionsgefährdeter Umgebung und viele andere Vorteile sichern pneumatisch wirkenden Informationsspeichern auch weiterhin ein weites Einsatzfeld. Sie werden insbesondere dann angewandt, wenn die genannten spezifischen Vorzüge ausgenutzt werden müssen; dies sind im allgemeinen pneumatisch wirkende Steuerungen mit relativ niedriger Komplexität.

Wegen ihrer vergleichsweise geringen Speicherkapazität, ihren vergleichsweise hohen Zugriffszeiten und Kosten sowie ihrem großen Raumbedarf sind pneumatische Informationsspeicher als Massenspeicher in komplizierten informationsverarbeitenden Einrichtungen ungeeignet. Hier kommen ausschließlich elektronische Speicherbausteine und Verarbeitungseinheiten, eventuell im Zusammenwirken mit PE- und EP-Wandlern (s. Abschn. 4.2.2.3.1.), zum Einsatz.

Gebräuchliche Grundelemente pneumatischer Informationsspeicher sind die im Abschn. 4.2.2.2. dargestellten *Doppelmembranelemente* (UND-Glied), *Einmembranelemente* (ODER-Glied), *Volumenelemente* und *Strömungswiderstände*. Mit diesen Grundelementen lassen sich pneumatische Kippstufen, pneumatische Zeitspeicher und – häufig in Verbindung mit mechanischen Speicherelementen – pneumatische Programmspeicher aufbauen.

Als einfaches Beispiel zeigt Bild 4.4.-8 die Zusammenschaltung zweier Doppelmembranrelais zu einer pneumatischen bistabilen Kippstufe mit zwei Steuereingängen. Charakteristisch ist hierbei, daß die Ausgänge der beiden Doppelmembranrelais in Analogie zu elektronischen Kippstufen jeweils auf die invertierenden Eingangskammern des anderen Relais geschaltet werden. Dadurch entsteht die bekannte Mitkopplung, die das Kippverhalten bewirkt. Das Betriebsverhalten der pneumatischen bistabilen Kippstufe nach Bild 4.4.-8 ist dadurch gekenn-

zeichnet, daß beim gleichzeitigen Zuschalten des Versorgungsdruckes an beiden Relais und einer Eingangsbelegung $x_1 = x_2 = 0$ willkürlich (je nach Schaltgeschwindigkeit der Relais) eine stabile Schaltstellung eingenommen wird. Das im Bild 4.4.-9 dargestellte Schaltfolgediagramm zeigt das normale Betriebsverhalten bei ständig anliegendem Versorgungsdruck; es kann aus der bekannten Wirkungsweise des Doppelmembranrelais abgeleitet werden. Zu beachten ist, daß bei gleichzeitigem 1-Signal an beiden Eingängen ein undefinierter (im Sinne der Informationsspeicherung verbotener) Zustand entsteht. Je nachdem, welcher Eingang zuerst wieder 0-Signal annimmt, stellt sich eine entsprechende Ausgangsbelegung ein.

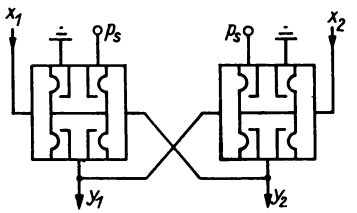


Bild 4.4.-8
Pneumatische bistabile Kippstufe mit zwei Eingängen

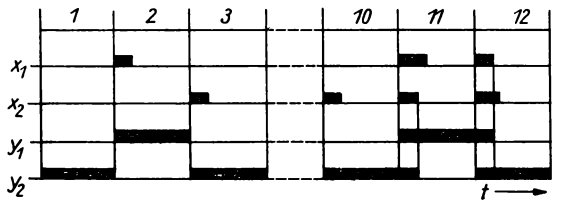


Bild 4.4.-9
Schaltfolgediagramm einer pneumatischen bistabilen Kippstufe nach Bild 4.4.-8

Innerhalb pneumatischer Programmspeicher werden neben den pneumatischen Grundelementen einschließlich daraus abgeleiteter spezieller Elemente (z. B. Erweiterung des einfachen Flipflops nach Bild 4.4.-8 zum JK-Flipflop mit Takteingang zur Realisierung pneumatischer Zählstufen) meist noch Lochbänder mit pneumatischen Lochbandabtastgeräten, pneumatische Schrittschaltwerke und/oder pneumatische Impulsgeber verwendet. Der Aufbau und die Wirkungsweise dieser Bausteine ist denen der elektrischen/elektronischen bzw. mechanischen ähnlich.

Pneumatische Lochbandabtastgeräte dienen vorwiegend als Programmgeber. Die Abtastung erfolgt nach dem Prinzip der Auslaßdüsensteuerung (s. hierzu Abschnitt 4.2.1.2.2.). Dabei werden die Auslaßdüsen durch den Lochstreifen entsprechend der jeweiligen Lochung geöffnet oder geschlossen. Mit den dadurch gesteuerten Kaskadendrücken werden üblicherweise Doppelmembranrelais angesteuert.

Bei den relativ selten verwendeten pneumatischen Schrittschaltwerken drükken Kugeln, die im Umfang eines speziellen Schaltrades angeordnet sind, auf einen Kolben. Dieser Kolben gibt entsprechend der Ventilstellung Luft frei.

In pneumatischen Impulsgebern werden die ankommenden Impulse einem Membranantrieb zugeführt und in mechanische Bewegung eines Hebels bzw. in Druckänderungen umgesetzt. Sie dienen im Zusammenwirken mit pneumatischen Impulszählern als Zeitrelais oder mit pneumatischen Lochbandabtastgeräten als Zeitprogrammspeicher.

4.5. Stelleinrichtungen

Mit Hilfe von Stelleinrichtungen wird in Automatisierungsanlagen im Sinne des Stellsignals auf den zu steuernden Prozeß eingewirkt. Das Stellsignal ist das Ausgangssignal der jeweiligen Verarbeitungseinheit; in der Stelleinrichtung erfolgt somit die Informationsnutzung (s. hierzu auch Abschn. 1.2.).

Stelleinrichtungen dienen dem Stellen von Stoffströmen, Festkörperbewegungen, an Masse gebundenen Energieströmen (z. B. Druckluft, Drucköl), Energieflüssen u. ä.; sie bestehen im allgemeinen aus einem *Stellglied* und einem *Stellantrieb*. Verbreitete Ausführungsformen von Stellgliedern sind Ventile, Schieber, Drosselklappen, Schalter usw. Der Stellantrieb wirkt im Sinne des Stellsignals unter Nutzung der Versorgungsenergie auf das Stellglied ein; verbreitete Ausführungsformen sind elektrische Stellmotoren, elektronisch geregelte Antriebe, Stromrichter, mechanische Getriebe, pneumatische Membranantriebe, hydraulische Kolbenantriebe oder auch Abwandlungen bzw. Kombinationen davon. Im Stellantrieb sind stets auch sicherheitstechnische Forderungen mit zu erfüllen, d. h. im allgemeinen, daß bei Ausfall der Versorgungsenergie und/oder des Steuersignals bzw. bei undefiniertem Steuersignal, Havariesignal u. ä. auf das Stellglied so eingewirkt werden muß, daß sich im gesteuerten Prozeß kurzfristig ein gefahrloser Zustand einstellt. Für einen elektronisch geregelten Vorschubantrieb heißt das beispielsweise, daß bei Ansprechen des Endschalters, bei Ausfall einer Phase des speisenden Drehstromnetzes o. ä. der Motorstrom durch Sperren der Zündimpulse für die Thyristoren unterbrochen werden muß.

Eine weitere notwendige Bedingung ist die Sicherung der Rückwirkungsfreiheit zwischen Stellglied und Stellantrieb (z. B. durch Einsatz selbsthemmender Getriebe, durch Anwendung spezieller Bremsmotoren usw.). Das Erreichen von Endlagen bzw. bestimmter Zustände ist häufig durch Rückmeldung zu signalisieren; diese Signale beeinflussen das Stellglied.

Stelleinrichtungen können, wie auch andere Bausteine der Automatisierungstechnik, nach der Art der genutzten Versorgungsenergie unterschieden werden. Neben den ständig an Bedeutung gewinnenden elektrischen (elektronischen) Stelleinrichtungen haben für spezielle Anwendungsfälle hydraulische und pneumatische Stelleinrichtungen große Bedeutung. Von den mechanischen Stellgliedern (Ventile, Drosselklappen, Schieber) werden in der metallverarbeitenden Industrie vorwiegend die Ventile genutzt; da diese bereits im Abschn. 3.4. in ihren wesentlichen Bauformen vorgestellt wurden, soll hier auf die Behandlung der mechanischen Stellglieder insgesamt verzichtet werden.

4.5.1. Elektrische Stelleinrichtungen

Elektrische Stelleinrichtungen sind wichtige Elemente der Energiestellkette zur Steuerung von Prozessen im Be- und Verarbeitungsmaschinenbau. Bild 4.5.-1 zeigt eine solche Energiestellkette. Die Elemente sind:

Eq: Energiequelle (Hier kommen Gleichspannungsquellen, z. B. Batterien, Generatoren, Gleichrichter, oder Wechselspannungsquellen, also hauptsächlich das 50-Hz-Wechselspannungsnetz (ein- bzw. mehrphasig) in Betracht.)

Es: Energiesteller (Energiesteller sind Elemente, die infolge einer Stellinformation am Steuereingang den durchtretenden Energiestrom beeinflussen. Sie sind wesentlich gekennzeichnet durch ihren Wirkungsgrad sowie das Verhältnis von gestelltem Energiestrom und Stellenergieaufwand, der auch als Verstärkung definierbar ist. Die Energiestellung kann stetig, quasistetig durch schnelles Schalten oder diskret erfolgen.)

Ew: Energiewandler (Energiewandler sind diejenigen Elemente der Stellkette, die elektrische Energie in die prozeßnotwendige Energieform umsetzen. Solche Energieformen sind mechanische, chemische, thermische Energie, magnetische bzw. elektrische Feldenergie oder auch elektromagnetische Strahlungsenergie. Die Vielfalt der Wandlungsmöglichkeiten bedingt unterschiedlichste Energiewandlerarten, wie Elektromotoren, Heizelemente, elektrochemische Anlagen, Schweißeinrichtungen, Elektronenstrahlöfen, Mikrowellensender, Laser, optische Strahler usw.)

Pr: Prozeß (Die Bezeichnung „Prozeß" kennzeichnet hier alle technischen und technologischen Abläufe, die in Be- und Verarbeitungskomplexen auftreten.)

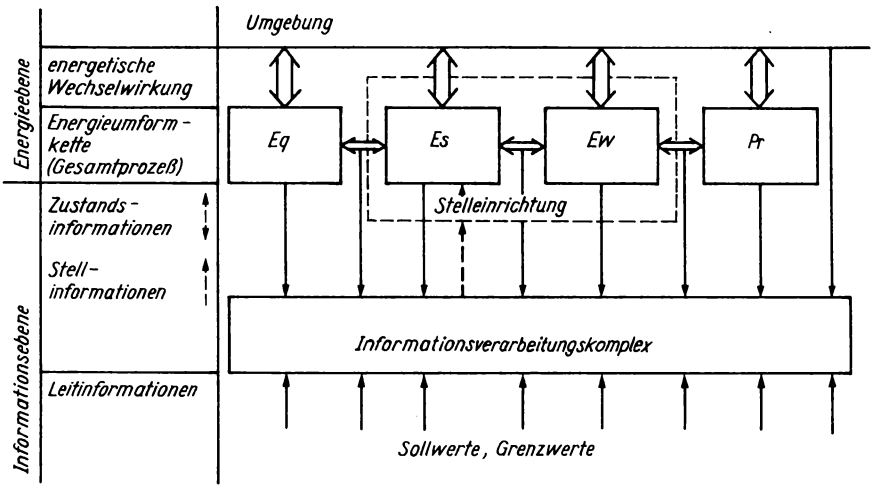


Bild 4.5.-1. Energiestellkette

Eq Energiequelle
Es Energiesteller
Ew Energiewandler
AP Arbeitsprozeß
IV Informationsverarbeitungskomplex

Ergänzend ist im Bild 4.5.-1 der Informationsverarbeitungskomplex, der aus der Meßtechnik, speziellen Einheiten wie Regler, Ansteuergeräte, Logikbaugruppen, Prozeßrechner und Überwachungseinrichtungen besteht, eingetragen. Soll- und Grenzwerte charakterisieren die Ziel- und Schutzfunktionen des Gesamtsystems. Die durch die Blöcke Es und Ew dargestellten Baueinheiten können unter der Bezeichnung „Stelleinrichtung" zusammengefaßt werden.

Die Kompliziertheit verschiedener Wandler und Steller führt zu unterschiedlichen Betrachtungs- bzw. Beschreibungsweisen, z. B.:

- Wandler und Steller als *Teilprozeß*,
- Wandler und Steller als *Stelleinrichtung*,
- Wandler und Steller als *Verstärker*,
- Wandler und Steller als *Übertragungsglieder*.

Jede dieser Betrachtungsweisen hat Vorteile für bestimmte Forderungen. So wird z. B. der Entwickler von Stromrichtern eine gerätetechnisch orientierte Beschreibungsform, der Regelungstechniker die Beschreibung als Übertragungsglied und der Systemingenieur die prozeßorientierte Betrachtungsweise wählen.

Die Auswahl von Stelleinrichtungen für den praktischen Einsatzfall erfordert eine Abwägung zwischen den notwendigen Stellgliedeigenschaften und dem erforderlichen Aufwand, um zu sinnvollen Lösungen zu kommen. Dazu gilt es, eine Reihe von Auswahlgesichtpunkten zu untersuchen. In Tafel 4.5.-1 ist eine Reihe dieser Auswahlkriterien zusammengestellt. Im folgenden werden wichtige Elemente elektrischer Stelleinrichtungen hinsichtlich ausgewählter Eigenschaften beschrieben.

Tafel 4.5.-1. Wichtige Auswahlkriterien für Stelleinrichtungen

Auswahlkriterien	Bemerkungen
Art der gestellten Größe	Moment, Kraft, Geschwindigkeit, Temperatur, Beleuchtungsstärke, ...
Art der verfügbaren Energiequelle	Wechselspannungsnetz, Drehstromnetz, Gleichstromnetz, ...
Qualität und Quantität der gestellten Größe	Stellgenauigkeit, Momentenwelligkeit, Bewegungsart (linear, rotierend), Stellgeschwindigkeit, Stellhäufigkeit, Stellverhältnis, Momentanleistung, Dauerleistung, ...
Qualität und Quantität der Energiequelle	Überlastbarkeit, Kurzschlußleistung, Innenwiderstände und Impedanzen, Belastbarkeit mit Blind- bzw. Verzerrungsleistung, ...
Anwendungsgebiet	Technisch-ökonomische Parameter, Wirkungsgrad, Schutz- und Sicherheitsforderungen, Forderungen an die Verfügbarkeit, ...

4.5.1.1. Stellwiderstände

Stellwiderstände sind verlustbehaftete Bauelemente. Sie werden deshalb vorzugsweise bei geringen Leistungen oder für Anwendungen eingesetzt, bei denen höhere Verlustleistungen nur für kurze Dauer entstehen. Im ersteren Fall handelt es sich um hochohmige Teiler oder Strombegrenzungswiderstände für Verbraucher geringer Leistung (< 100 W). Im zweiten Einsatzfall handelt es sich um Anlaß- und Stellwiderstände zur Strombegrenzung bei Anlaßvorgängen elektrischer Maschinen, zur verlustbehafteten Drehzahlstellung und/oder Einstellung „weichen" Kennlinienverhaltens. Der Einsatz von Stellwiderständen ist eine aufwandarme zuverlässige Methode; die realisierbaren Stellgeschwindigkeiten sind niedrig. Mit leistungselektronischen Mitteln kann schnell zwischen zwei Widerstandswerten umgeschaltet werden. Durch Tastverhältnisstellung läßt sich so ein mittlerer Widerstand einstellen.

Stellwiderstände werden als Spannungsteiler oder Vorwiderstände (Strombegrenzungswiderstände) eingesetzt. Der Leistungsbereich liegt zwischen wenigen Watt bis zu einigen hundert Kilowatt zum Anlassen großer Maschinen. Bild 4.5.-2 zeigt einen strombegrenzenden Reihenwiderstand (*a*) und einen Widerstand als Spannungsteiler (*b*). Als Leistungsbilanz für den Reihenwiderstand ergibt sich

$$P_{ab} = P_{zu} - \alpha P'_V, \tag{4.5.-1}$$

wobei P'_V die maximale Verlustleistung bei voll wirksamem Vorwiderstand R_V gemäß

$$P'_V = I^2 R_{V\max} \tag{4.5.-2}$$

ist. Der Koeffizient α ($0 \leqq \alpha \leqq 1$) kennzeichnet den eingestellten Anteil des Stellwiderstandes.

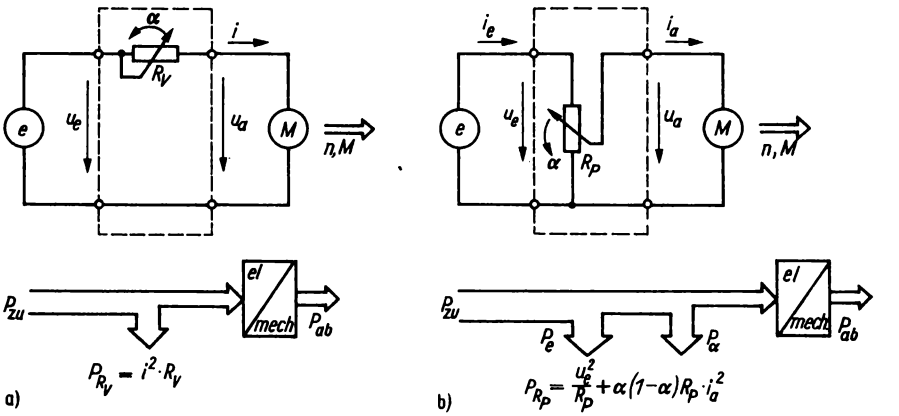


Bild 4.5.-2. Stellwiderstände
a Reihenwiderstand
b Parallelwiderstand (Spannungsteiler)

Für den Spannungsteiler ergibt sich:

$$P_{ab} = \alpha U_e I_a - \alpha\,(1 - \alpha)\, R_p I_a^2. \tag{4.5.-3}$$

Für $\alpha = 0$ bzw. 1 tritt am Widerstand die Verlustleistung

$$P_V = \frac{U_e^2}{R_p}$$

auf. Ungünstigstenfalls kann bei I_a = konst. (Maschine mit konstantem Drehmoment) eine Gesamtverlustleistung von nahezu

$$P_{V\max} \approx I_a^2 R_p \tag{4.5.-4}$$

auftreten. Das ist bei der Dimensionierung zu beachten.

Ein bekannter Einsatzfall ist z. B. die Anwendung von Vorschalt-/Anlaßwiderständen bei Straßenbahnen. Hier dienen Widerstände sowohl zum Anlassen als auch zur Drehzahlstellung. Häufig werden auch für Aufzüge, die mit Asynchronmaschinen als Energiewandler versehen sind, Widerstände im Läuferkreis für den Weichanlauf und die Bremsung eingesetzt (Bild 4.5.-3 a, b).

Stellwiderstände in Brückenschaltung sind als Winkel-Lagegeber einsetzbar. Die Brückenausgangsspannung ist dann ein Maß für die Verstimmung, also für α. Eine besondere Ausführungsform von Stellwiderständen sind Widerstände mit definierten Stellkennlinien (z. B. logarithmische Kennlinie für eine gehörrichtige Lautstärkestellung) in der Elektroakustik (Bild 4.5.-4 a, b).

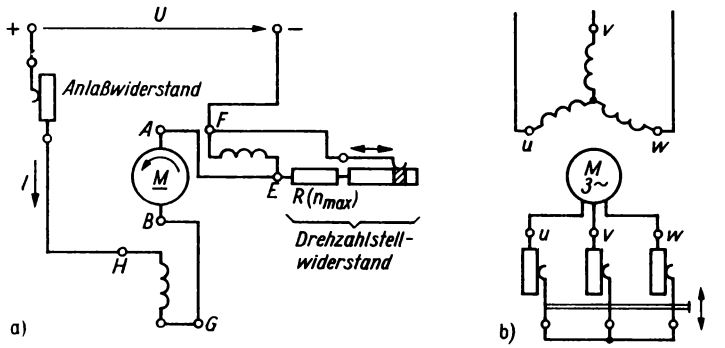


Bild 4.5.-3. Schaltungen mit Stellwiderständen hoher Leistung
a Stellwiderstände bei einer Reihenschlußmaschine
b Asynchronmaschine mit Läuferanlasser

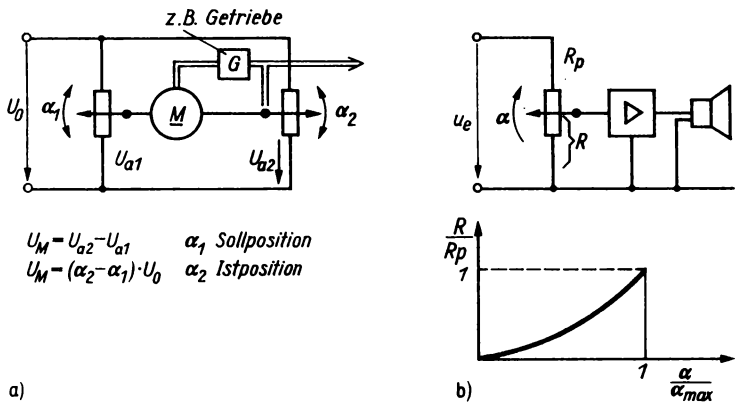


Bild 4.5.-4. Schaltungen mit Stellwiderständen kleiner Leistung
a Stellwiderstand als Lagegeber
b Stellwiderstand in der Elektroakustik

4.5.1.2. Elektromagnetische Stelleinrichtungen

Zu den für die Automatisierungstechnik wichtigen elektromagnetischen Stelleinrichtungen gehören Stelltransformatoren, Stellmagnete und elektrische Maschinen.

Stelltransformatoren. Transformatoren sind ruhende elektrische Maschinen und gehören zu den Stelleinrichtungen mit hohem Wirkungsgrad. Die Stellwirkung entsteht bei Transformatoren durch geeignete Einstellung des Übersetzungsver-

hältnisses

$$\ddot{u} = \frac{w_2}{w_1}. \tag{4.5.-5}$$

Eine Änderung des Übersetzungsverhältnisses kann mittels verschiedener Wicklungsanzapfungen in Stufen oder durch Verwendung von Schleifereinrichtungen direkt auf der Sekundärwicklung praktisch stufenlos erfolgen. Beide Verfahren werden bei ein- und mehrphasigen Anordnungen angewendet. Die eingesetzten Stufenschalter müssen speziell ausgeführt sein, um Wicklungskurzschlüsse beim Weiterschalten zu vermeiden. Stelltransformatoren mit Schleifereinrichtungen haben einen komplizierten elektromechanischen Aufbau. Sie werden häufig als Ringkernstelltransformatoren ausgeführt. Beim Einsatz von Stelltransformatoren zum Ausgleich von Netzspannungsschwankungen ist die relativ große Stellträgheit zu beachten. Zum Beispiel kann beim Ausgleich einer Netzspannungsabsenkung durch Hochtransformieren bei plötzlicher Wiederkehr der Nennspannung eine Überspannung am Verbraucher entstehen, die nicht sofort ausgeregelt wird.

Stelltransformatoren sind in zwei prinzipiellen Ausführungen erhältlich:

1. Stelltrenntransformatoren mit vollständig voneinander isolierter Primär- und Sekundärwicklung
2. Stelltransformatoren mit nur einer Wicklung, die angezapft oder durch Schleifer abgegriffen wird.

Die Leistungsbilanz transformatorischer Stelleinrichtungen ist gegeben durch

$$P_{ab} = P_{zu} - P_{VFe} - P_{VCu}. \tag{4.5.-6}$$

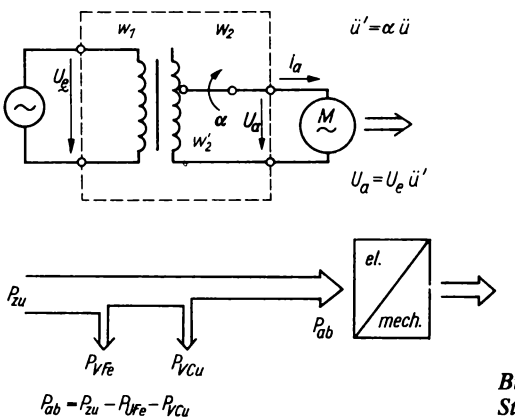


Bild 4.5.-5
Stelltransformator

Dabei setzt sich der Verlustanteil P_{VFe} (Eisenverluste) aus den Ummagnetisierungs- und den Wirbelstromverlusten zusammen – diese Verluste treten auch bei leerlaufenden Transformatoren auf. P_{VCu} (Kupferverluste) sind die Stromwärmeverluste, die bei Stromfluß in den Wicklungen auftreten. Bild 4.5.-5 zeigt das Schaltbild eines Stelltransformators und zugehörige wichtige Zusammenhänge.

Zu erwähnen sind die häufig als Schweißtransformatoren eingesetzten Streufeldtransformatoren. Das sind Transformatoren, bei denen ein einstellbarer

magnetischer Nebenschluß die magnetische Kopplung zwischen Sekundär- und Primärwicklung beeinflußt. Solche Transformatoren besitzen eine sog. „weiche" Kennlinie und sind dadurch kurzschlußfest.

Stellmagnete. Stellmagnete nutzen die magnetischen Kraftwirkungen zwischen Magnetpolen (vgl. Abschn. 3.3.3.). Durch entsprechende Konstruktion der Magnete ist es möglich, verschiedene Kraftwirkungen zu erzeugen:

- einfacher Hub (Kraftwirkung in eine Richtung)
- Doppelhub (Kraftwirkung nach zwei Richtungen aus einer elastisch fixierten Mittelstellung)
- Umkehrhub (Kraftwirkung von einer Endlage zur anderen und zurück)
- Winkelbewegung (Erzeugung eines Drehmomentes in eine Richtung)
- Mehrfachwinkeleinstellung (Erzeugung von Drehmomenten in mehrere aufeinanderfolgende Winkelpositionen)
- Erzeugung von Spannkräften (magnetische Andruckkräfte zwischen Flächen, bei hohem Reibkoeffizienten Brems- oder Kupplungswirkung)
- Erzeugung von Schwebekräften in unterschiedlichen Richtungen (Ausnutzung der magnetischen Abstoßung bzw. Anziehung zur Erzeugung von magnetischen Spalten, die eine Berührung von Grenzflächen verhindern).

Bild 4.5.-6 zeigt prinzipielle Ausführungsformen von Stellmagneten. Es ergeben sich eine Vielzahl von Anwendungsmöglichkeiten. Verbreitet ist die Nutzung als Betätigungsmagnet für Kontakte, Ventile, Klappen, Schieber, Bremsbacken und Kupplungsbeläge. In diesen Fällen wird der Betätigungsstrom entweder durch einen ohmschen Vorwiderstand oder den Spulenwiderstand bei Gleichstromerregung oder durch den induktiven Widerstand bei Wechselstromerregung eingestellt.

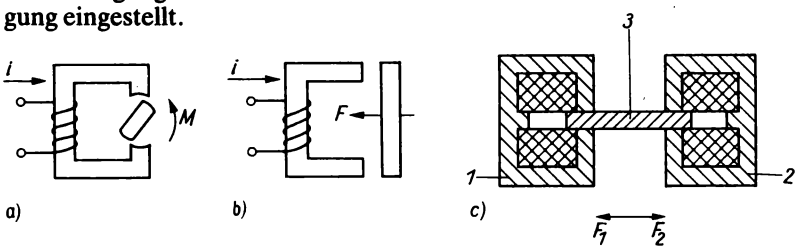


Bild 4.5.-6. Prinzipielle Ausführungsformen von Stellmagneten

a Drehmagnet
b Zugmagnet
c Doppelhubmagnet
1 Magnet *1* mit Spule *1*
2 Magnet *2* mit Spule *2*
3 Anker

Die Begrenzung von Strömen durch ohmsche Widerstände bedingt Verlustleistungen. Damit sind der Stromstärke technisch-ökonomische Grenzen gesetzt. Erst die Verwendung moderner Leistungselektronik ermöglicht die Realisierung verlustarmer Stromquellen zur Erzeugung starker gleichstromerregter Magnetfelder.

Die Erzeugung von Magnetfeldern mittels Wechselstrom führt zu Kraftwirkungen mit starker Welligkeit. Bei Wechselstrommagneten kann diese Welligkeit durch Addition einer phasenverschobenen Kraftkomponente verringert werden (z. B. kurzgeschlossene Zusatzwicklung über einen Teil der Polfläche – Kurzschlußring).

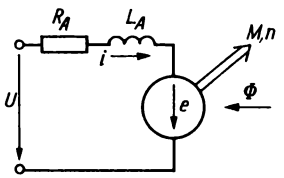
Zu beachten bei der Auswahl von speziellen Zugmagneten ist der Zusammenhang zwischen magnetischem Spalt, der hier dem Hub ungefähr proportional ist, und der Zugkraft (s. Bild 3.3.-6) sowie die magnetischen Eigenschaften des Eisens, sofern der Luftspalt sehr klein wird. Bei Wechselstromerregung oder welliger Gleichstromerregung gilt es, auf geringe Wirbelstromverluste zu achten (Lamellierung des Eisens, Verwendung von Spezialblechen).

Lineare und rotierende elektrische Maschinen. Man kann unterscheiden zwischen Maschinen, die mit gegeneinander phasenverschobenen Strömen, die in räumlich versetzten Wicklungen fließen, betrieben werden und Maschinen, die mit einem Stromwender versehen sind.

Zum ersten Maschinentyp gehören die *Drehfeldmaschinen* für rotierende Bewegung und die *Wanderfeldmaschinen* für lineare Bewegung. Diese Maschinen benötigen immer eine Wechselstromerregung mit phasenversetzten Strömen.

Die Stromwendermaschinen haben eine synchrone Schalteinrichtung (Kommutator mit Kohlebürsten oder elektronischen Kommutierungseinrichtungen). Dieser Maschinentyp wird vorwiegend für Gleichstromerregung ausgeführt, jedoch gibt es auch wichtige Anwendungen für Wechselspannung und Drehstrom (Universalmotoren für Antriebe kleiner Leistungen (< 1 kW), Wechselstrombahnmotore für $16\frac{2}{3}$ Hz-Einphasennetze mit Leistungen um 1 MW, Drehstromkommutatormaschinen).

Eine besondere Form von Stellmotoren sind die *Schrittmotore*. Dieser Maschinentyp ist im Prinzip eine Anordnung, bei der mittels spezieller elektronischer Schalteinrichtungen ein fortschreitendes Feld erzeugt wird, das dann einen Anker mitnimmt. Bei Schrittmotoren können durch Abzählen bestimmter elektrischer Schrittzahlen beliebige Drehwinkel ($\alpha = k\alpha_s$, $0 \leqq k < \infty$) oder Vorschübe ($x = kx_s$; $0 \leqq k \leqq k_{max}$) eingestellt werden, wobei α_s der Winkel bzw. x_s die Schrittlänge, die zu einem elektrischen Schritt gehören, sind. (Unter elektrischem Schritt ist der Steuerstromimpuls zu verstehen, der die Ankerposition wei-



$e = k\phi\omega$ ($\omega = 2\pi n$)
$M = k\phi i$
Ansatz (stationär): $u = e + iR_A$
Für Nebenschlußmotor (ϕ = konst.)

$$\omega = \frac{u}{k\phi} - \frac{M}{(k\phi)^2} R_A$$

Für Reihenschlußmotor ($\phi = ci$):

$$\omega = \frac{u}{K_1\sqrt{M}} - K_2 R_A$$

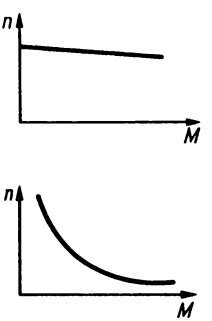
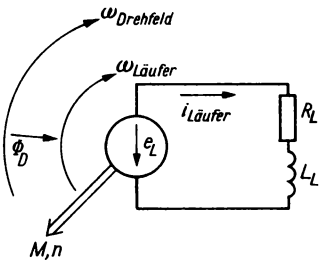


Bild 4.5.-7. Typische Abhängigkeiten n(M) für Nebenschluß- und Reihenschlußmaschinen

terschaltet). Schrittmotoren werden vorwiegend für einfache Positioniereinrichtungen eingesetzt. Bei großer Schrittgeschwindigkeit können hohe Drehzahlen bzw. Geschwindigkeiten erreicht werden.

Elektrische Maschinen sind Energiewandler. Sie wandeln elektrische in mechanische Energie und umgekehrt. In Stelleinrichtungen werden sie häufig in Verbindung mit Energiestellern als elektrische Antriebe (s. Abschnitt 4.6.2.) eingesetzt. Einige Maschinen gestatten jedoch auch das direkte Stellen der abgegebenen Leistung (Tafel 4.5.-2).



Schlupf $s = \dfrac{\omega_0 - \omega_L}{\omega_0}$

Synchronlauf: $\omega_0 = \omega_L, \quad s = 0$
$e_L = 0, \quad i_L = 0, \quad M = 0$

Asynchronmotor: $\omega_0 > \omega_L, \quad 0 < s < 1$
$e_L \neq 0, \quad i_L \neq 0, \quad M > 0$

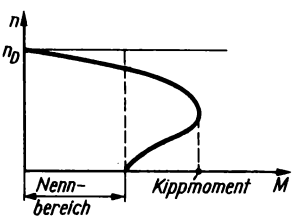


Bild 4.5.-8. Vereinfachte Ersatzschaltung und Drehzahlverhalten der Asynchronmaschine

Wichtige Eigenschaften von Stellmotoren sind ihrer *Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie* zu entnehmen. Man unterscheidet prinzipiell zwischen *„Nebenschlußverhalten"* und *„Reihenschlußverhalten"*, wobei mit diesen Bezeichnungen die Anschlußweise der Erregerwicklung bei Stromwendermaschinen (Feldspule parallel zum Anker, Feldspule in Reihe zum Anker) charakterisiert wird. Alle Maschinen, die nach dem Prinzip der Feldkopplung funktionieren (eine gewisse Ausnahme sind Maschinen, die auf der sog. Reaktionsmomentbildung, der Erzeugung von magnetischen Vorzugslagen, beruhen; vgl. „Stellmagnete": Mehrfachwinkelbewegung und Abschn. 3.3.: Elektromagnete – Minimumprinzip) sind prinzipiell vergleichbar. Im Bild 4.5.-7 und im Bild 4.5.-8 sind die Prinzipdarstellungen für eine Maschine mit ruhendem Feld (Stromwendermaschine) und eine mit laufendem Feld (Drehfeldmaschine) sowie wichtige Zusammenhänge angegeben.

Der dargestellten Kennlinie ist zu entnehmen, daß Nebenschlußmaschinen ein relativ starres Drehzahlverhalten aufweisen, Reihenschlußmaschinen hohe Momente entwickeln können (Bahnmotore), jedoch in ihrer Drehzahl stark last-

Tafel 4.5.-2. Wichtige elektrische Maschinen und ihre Stelleigenschaften

	Maschinenart	Anlaßverfahren	Stellverfahren	Zusammenhänge	Bemerkungen
Gleichstrom-maschinen (GSM)	GSM (Nebenschluß)	Vorwiderstand, Stromrichter mit Strombegrenzung	Ankerspannungs-stellung	$\omega \sim U_a$	hoher Strom, dynamisch schnell
			Feldstromstellung	$\omega \sim \frac{1}{I_F}$	EMK beachten, geringer Strom, keine gute Dynamik
	GSM (Reihenschluß)	Vorwiderstand, Stromrichter mit Strombegrenzung	Spannungsstellung unter Last	$\omega = \omega\,(U, M)$	hoher Strom, Stellverluste, ohne Regelung Grundlast erforderlich
			Parallelwiderstand zum Feld	$\omega = \omega\,(U, M, I_F)$	
	Universalmotor	wegen kleiner Leistung ($P \leqq 1$ kW) meistens Direkteinschaltung	s. a. Einphasenreihenschlußmaschine, Spannungsstellung unter Last (Phasenanschnitt)	$\omega = \omega\,(U, M)$ (ähnlich Reihenschluß GSM)	häufigster Konsumgüterantrieb
Einphasen-Wechselstrom-maschinen	Einphasenreihen-schlußmaschine (Bahnmotor)	Anlaßtransformator	Reihenschaltung, Stelltransformator	siehe GSM (Reihenschluß)	wegen Trafo verlustarm (bei $16\frac{2}{3}$ Hz große Eisenmasse des Trafos)
	Spaltpolmotor	entfällt	entfällt	Asynchronverhalten	Leistungsbereich $P < 100$ W, geringes Anlaufmoment, z. B. Lüftermotor
	Einphasenasyn-chronmotor	wenn notwendig Vorwiderstand, Phasenanschnittsteuerung, auch Anlaufkondensator, Anlaufwicklung	Frequenzstellung, Schlupfstellung mit geringem Stellbereich, Polumschaltung	Asynchronverhalten	verschiedene Hilfsphasenbildung (Kondensator) Leistungsbereich < 5 kW

Drehfeld maschinen (DSM)	DSM Kurzschlußläufer-motor	Direkteinschaltung, Anlaßtrafo, Vorwiderstand, Stern-Dreieckschalter, Phasenanschnitt	Frequenzstellung, Schlupfstellung nur bei kleinen Leistungen (< 1 kW) in geringem Stellbereich, Polumschaltung, Drehrichtungsänderung durch Phasenvertauschung	Asynchronverhalten (geringe Drehzahländerung bei Belastung unterhalb des Kippmomentes)	wird bis zu hohen Leistungen gebaut, robust, für Ex-Schutzausführungen günstig
	DSM Schleifringläufermotor	Läuferwiderstände, Stromrichter im Läuferkreis	Läuferwiderstände (verlustbehaftet), Stromrichter im Läuferkreis, Kaskadenschaltung, Frequenzstellung	Asynchronverhalten	bis etwa 200 kW, für Spezialschaltung als elektrisches Differential einsetzbar, auch als Frequenzumformer
	DSM Synchronmaschine	Anlaufhilfsmotor, Selbstanlauf mit Dämpferkäfig, Frequenzanlauf	Frequenzstellung	Synchronlauf zum Drehfeld, Polradwinkeländerung bei Belastung	bis zu höchsten Leistungen (MW), auch als Stromrichtermotor
	Schrittmotor	Strombegrenzung durch Spulenwiderstand oder elektronisch	Vorgabe der Schrittzahl und Schrittgeschwindigkeit	Synchronverhalten, sprungartige Winkeländerung bei Weiterschaltung des Ständerfeldes	Momente bis 5 Nm, Schrittwinkel (0,75–6)° Schrittfrequenzen: 50 kHz, aufwendige Steuerelektronik für exakte Winkelstellung
	DSM Kommutatormotor	Bürstenverstellung	Bürstenverstellung	Reihen- oder Nebenschlußverhalten je nach Ausführung	mittlere Leistungen, komplizierter Aufbau

abhängig sind. Eine vollständige Entlastung von Reihenschlußmaschinen kann zu einem „Durchgehen" führen. Diese Maschinen müssen mit der Last stets starr gekuppelt sein, lediglich bei kleinen Maschinen, bei denen Reibmomente und Lüfter ein ausreichendes Lastmoment aufbringen, ist freier Lauf zulässig. Asynchronmaschinen (s. Bild 4.5.-8) weisen im Nennbetriebsbereich Nebenschlußverhalten auf. Eine Änderung der Drehzahl durch Erhöhung der Differenzgeschwindigkeit zwischen Drehfeld und Läufer, des Schlupfes, ist nur dann möglich, wenn die infolge der Drehzahlverminderung auftretende Leistungsänderung nicht den Läuferwiderstand aufheizt, sondern extern in Wärme umgesetzt (Widerstand) oder über einen Stromrichter direkt an das Netz zurückgeliefert wird. In beiden Fällen sind Schleifringe am Läufer notwendig. Eine wesentliche Drehzahländerung bei stromwenderlosen Drehfeldmaschinen kann nur durch Änderung der relativen Drehfeldgeschwindigkeit erfolgen, und das bedeutet entweder Frequenzänderung oder Polpaarumschaltung (vgl. Abschn. 4.6.2. Wechselrichterantrieb), geringfügige Änderungen (<10%) durch Schlupfvergrößerung sind nur bei speziell konstruierten Maschinen möglich, jedoch verlustbehaftet. Synchronmaschinen sind nur durch Frequenzänderung stellbar – Laständerungen bewirken lediglich eine Änderung des sog. Polradwinkels, das ist der Winkel zwischen Drehfeldachse und Polradfeld. Bei höherer Belastung wächst der Polradwinkel bis 90° an, dann kippt dei Maschine ab und bleibt stehen. Synchronmaschinen sind für Gleichlaufantriebe geeignet, bedürfen jedoch einer Anlaufhilfe, die bei einigen Typen durch einen asynchronen Anlauf mittels Dämpferkäfig möglich ist, kleine Synchronmotore (< 100 W) laufen meistens selbständig an. Maschinen mit elektronischer Kommutierung sind im Prinzip Synchronmaschinen mit läufersynchronem Drehfeld. Sie können zukünftig eine Konkurrenz für Drehstromantriebe und Asynchronmaschinen für Roboter werden. Alle vorgenannten Maschinentypen werden für schnellreagierende Stellantriebe trägheitsarm ausgeführt (schlanker, leichter Läufer, z. B. Scheibenläufer).

4.5.1.3. Stelleinrichtungen nach dem Schaltprinzip (Stromrichter)

Stelleinrichtungen nach dem Schaltprinzip gehören zu den verlustarmen Anordnungen. Stellelement ist hier ein Schalter. Im einfachsten Fall werden die zwei möglichen Zustände „Leistung dauernd aus" und „Leistung dauernd ein" genutzt. Auf diese Weise ist eine zweistufige Stellung der Ausgangsleistung möglich. Bild 4.5.-9 zeigt die Kennlinie des idealen Schalters.

Sofern die Schaltzyklen wesentlich schneller ablaufen als die infolge mechanischer, thermischer, elektrischer, elektromagnetischer, ..., Trägheit (Zeitkonstante τ) verzögert ablaufenden Vorgänge im Energiewandler oder Prozeß, wird der Mittelwert der geschalteten Leistung wirksam. Dieser Mittelwert kann durch Änderung der relativen Einschaltdauer der Schaltleistung je Schaltperiode vorgegeben werden.

Für den geschalteten Mittelwert der Leistung gilt

$$\bar{p} = \frac{1}{T} \int_{(T_e)} p(t)\, \mathrm{d}t \qquad (4.5.\text{-}7)$$

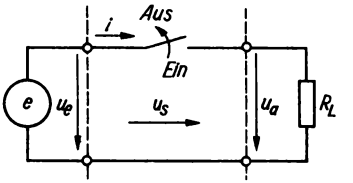
T_e Einschaltdauer
T Schaltperiode.

Zustand „Aus“:

$u_a = 0, \quad u_s = u_D, \quad i = 0, \quad P_{zu} = P_{ab} = 0$

Schalterverlustleistung $P_{rs} = u_s \cdot i = 0$

a)



Zustand „Ein“:

$u_a = u_e, \quad u_s = 0, \quad i = \frac{u_e}{R_L}, \quad P_{zu} = P_{ab} = \frac{u_e^2}{R_L}$

$P_{rs} = u_s \cdot i = 0$

b)

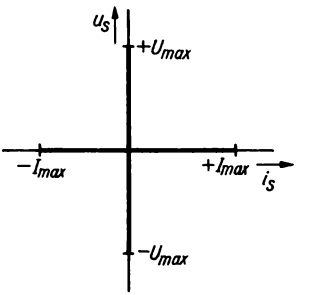


Bild 4.5.-9. Schalter als Stelleinrichtung
a Schaltbild
b Kennlinie des idealen Schalters

(4.5.-7) vereinfacht sich für $p(t) = P =$ konst. zu

$$\bar{p} = \frac{T_e}{T} P. \tag{4.5.-8}$$

Für T gilt mit T_a (T_a – Ausschaltdauer)

$$T = T_e + T_a. \tag{4.5.-9}$$

Damit wird

$$\bar{p} = \frac{T_e}{T_e + T_a} P. \tag{4.5.-10}$$

Den Quotienten $T_e/T = T_e/(T_e + T_a)$ bezeichnet man als Tastverhältnis. Für eine Mittelwertstellung gibt es folgende Möglichkeiten:

- Stellung bei fester Frequenz: T = konst., T_e oder T_a = variabel
- Stellung bei variabler Frequenz: T_e oder T_a konst., T = variabel
- Zweipunktstellung (-regelung): Einschalt- und Ausschaltdauer werden durch Leistungsgrößen des Lastkreises bestimmt.

Sofern die Spannungsquelle „e“ nach Bild 4.5.-9 eine Wechselspannungsquelle ist, kann die Wechselspannungsperiode als Schaltperiode definiert werden (synchronisiertes Schalten). Die Verlustleistung am Schalter bleibt in beiden Schaltzuständen gering (Beim idealen Schalter ist $P_{VS} = 0$.).

Zur Erzeugung der Schaltzustände ist eine Schaltsteuerleistung erforderlich. Das Verhältnis der durch Schalten gestellten Leistung zur Steuerleistung ist die Schaltverstärkung:

$$V_S = \frac{u_a i_a}{P_{Steuer}}. \tag{4.5.-11}$$

Tafel 4.5.-3. Übersicht über Schalter-Bauelemente

Bauelement	Prinzip	Schaltstrecke	Steuergröße	Schaltverstärkung	Schaltverhältnis	Typischer Leistungsbereich in Watt	Spannungsbereich in Volt	Strombereich in Ampere	Überlastverhältnis
Relais, Schütz, Leistungsschalter	elektromechanisch	Kontakt	Strom, Spannung, sonstige Kräfte	ca. 10^3 ca. 10^4	ca 10^5 ca. 10^9 ca. 10^6	10^2 10^6 10^9	10^3 10^3 10^6	10^0 10^5 10^6	10^3 10^6 10^6
Kommutator	elektromechanisch	Gleitkontakt	(rotierende) Bewegung		10^3 ... 10^6	10^4 ... 10^6	10^1 ... 10^3	10^0 ... 10^3	10^1 ... 10^3
Diode	elektronisch	PN-Übergang	Stromrichtung	1	10^2 ... 10^6	10^0 ... 10^6	10^1 ... 10^3	10^{-1} ... 10^3	10^1 ... 10^2
Transistor (bipolar, unipolar)	elektronisch	NPN/PNP-Übergang	Steuerstrom, Steuerspannung	10^1 ... 10^5	10^2 ... 10^6	10^0 ... 10^4	10^1 ... 10^3	10^{-1} ... 10^3	1,5 ... 3
Thyristor, Triac, GTO[1)]	elektronisch	PNPN-Struktur	Steuerimpuls plus Laststrom	10^1 ... 10^5	10^3 ... 10^5	10^1 ... 10^6	10^2 ... 10^3	10^0 ... 10^3	3 ... 10

[1)] GTO (gate-turn-off): durch die Steuerelektrode abschaltbarer Thyristor

Praktische Schalterausführungen haben Kennlinien, die durch bestimmte Schaltverhältnisse (s. Abschn. 3.3.), fest definierte statische und dynamische Grenzwerte und Steuerbedingungen gekennzeichnet sind. Bild 4.5.-10 zeigt eine reale Schalterkennlinie. Eingetragen sind noch die ideelle Schaltleistung, das Produkt der Maximalwerte von Strom und Spannung und Grenzschaltleistungskurven $P_{Sg}(t)$. Diese kennzeichnen dynamische Zustände, die während des Schaltvorgangs beachtet werden müssen. Sie werden immer in Verbindung mit einer Dauer angegeben.

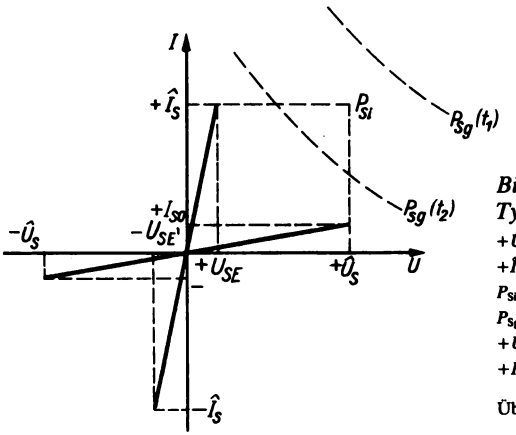


Bild 4.5.-10.
Typische Kennlinie eines realen Schalters

$+\hat{U}_S, -\hat{U}_S$	maximal zulässige Schalterspannungen
$+\hat{I}_S, -\hat{I}_S$	maximal zulässige Schalterströme
P_{Si}	ideelle Schaltleistung
P_{Sg}	Grenzschaltleistung
$+U_{Se}, -U_{Se}$	Spannungsabfälle im EIN-Zustand
$+I_{So}, -I_{So}$	Restströme im AUS-Zustand

Überlastverhältnis: $V_\ddot{U} = \frac{P_{Sg}(t)}{P_{Si}}$

Die Schaltfrequenz von Stelleinrichtungen hängt von der Trägheit des eingesetzten Schaltersystems ab. Während mit elektromechanischen Kontakten nur relativ geringe Schaltfrequenzen (einige Hz) erreichbar sind, können mit elektronischen Schaltern Schaltfrequenzen bis ins MHz-Gebiet realisiert werden.

Hinweis: Während elektromechanische Schalteinrichtungen relativ robust und überlastbar sind, müssen bei elektronischen Schalteinrichtungen die Grenz-, Schalt- und Steuerbedingungen genau eingehalten werden.

Tafel 4.5.-3 gibt eine Übersicht über Bauelemente, die als Schalter eingesetzt werden.

Das Prinzip des verlustarmen Stellens durch Schalten ist das Grundprinzip der modernen Leistungselektronik. In der Leistungselektronik werden hohe Ströme und Spannungen durch spezielle Schalteranordnungen gestellt. Solche Anordnungen sind die *Stromrichter*. Mit ihnen lassen sich kompliziertes Stellaufgaben bis zu höchsten Leistungen bewältigen.

Stromrichter können bei prinzipiell beliebig vorgebbarer Leistungsflußrichtung Ströme zwischen Wechsel- oder Gleichspannungsnetzen, Wechsel- oder Gleichspannungsenergiewandlern vermitteln.

Tafel 4.5.-4 ordnet wichtige Stromrichtertypen in das Energiestellsystem ein. Bei Stromrichtern sind verschiedene Steuerprinzipe, die durch ein spezielles Ansteuergerät realisiert werden, möglich. Mit Bild 4.5.-11 werden wichtige Stellprinzipe vorgestellt und jeweils bekannte Steller zugeordnet.

Im Abschn. 4.6.2. werden Stromrichter als Stellglied elektronisch geregelter Antriebe behandelt.

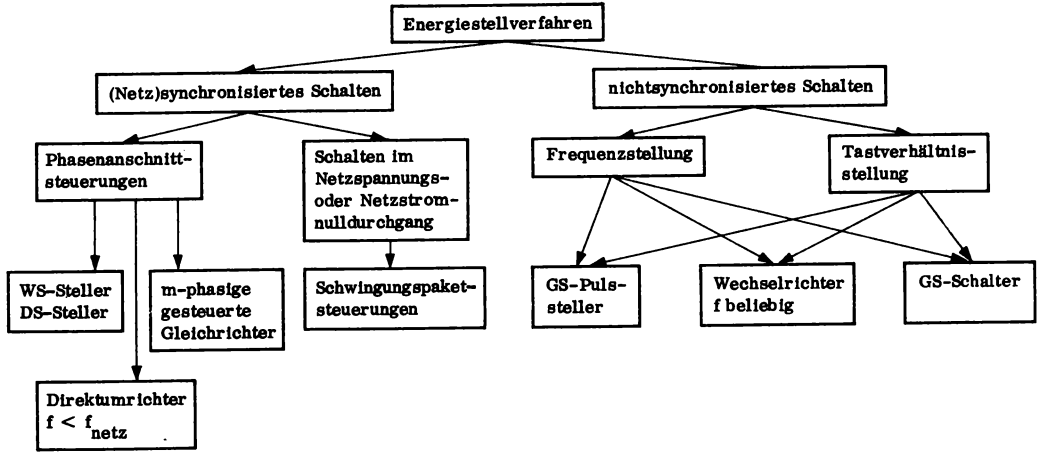


Bild 4.5.-11
Stellverfahren bei Stromrichtern
– vereinfachte Darstellung –

Tafel 4.5.-4
Stromrichter als Energie-stelleinrichtungen

Eq	Es	Ew
Ein- und mehrphasige Wechselspannungsnetze	– Wechselspannungssteller – gesteuerte Gleichrichter – Nullspannungsschalter (Festkörperrelais) – Schwingungspaket-steuerungen – Direktumrichter	– motorische Antriebe mit: Universalmaschine Drehfeldmaschine Gleichstrommaschine – Heizeinrichtungen – Stromversorgungen – Ladeeinrichtungen mit stark transformatorischer Lastkomponente – Helligkeitssteuerungen – induktive Erwärmung
Gleichspannungsnetze oder Batterien Elektronische Gleichstromquellen	– Gleichspannungssteller – Wechselrichter – Mittelfrequenzumrichter	– motorische Antriebe mit: Gleichstrommaschinen Drehfeldmaschinen – Notstromversorgung

4.5.2. Hydraulische Stelleinrichtungen

Mit Hilfe von hydraulischen Stelleinrichtungen können große und größte Stelleistungen erreicht werden. Sie werden deshalb bevorzugt dann genutzt, wenn mit elektrischen oder pneumatischen Stelleinrichtungen die erforderlichen Werte hinsichtlich Stellgeschwindigkeit bzw. -kraft oder auch Stellweg bzw. Hub nicht oder nur mit wesentlich größerem Aufwand erreicht werden können. Dabei werden die hydraulischen Stellantriebe oft durch elektrische und in Einzelfällen auch durch pneumatische Signale angesteuert. Die Signalwandlung in das hydraulische Stellsignal erfolgt durch spezielle Wandler. Man spricht deshalb u. a. von elektrohydraulischen Stellantrieben.

Während für das Stellen von Stoff- bzw. Masseströmen üblicherweise ein Stellglied (z. B. Ventil, Drosselklappe, Schieber) zwischen Stellantrieb und zu stellender Größe vermittelt, werden Bewegungen von Festkörpern meist ohne dazwischengeschaltetes Stellglied direkt vom Stellantrieb bewirkt. Diese letztgenannte Art von Steuerungen dominiert in der metallverarbeitenden Industrie.

Bei der Auswahl des geeigneten Stellantriebes ist im wesentlichen von der Art der geforderten Ausgangsbewegung auszugehen. Stellantriebe können *kontinuierlich* und *diskontinuierlich, analog* und *digital* wirken. Hinsichtlich ihrer konstruktiven Gestaltung können dabei unterschieden werden: *Membranantrieb, einfach wirkender Kolbenantrieb* und *doppeltwirkender Kolbenantrieb*. Bevorzugte Anwendung in der metallverarbeitenden Industrie findet der hydraulische Kolbenantrieb; er ermöglicht insbesondere die Vereinigung relativ großer Hublängen mit großen Stellkräften.

Membranantrieb. Membranantriebe finden im Gegensatz zur Pneumatik in der Hydraulik nur selten Anwendung. Es soll deshalb an dieser Stelle auf die Darstellung der prinzipiellen Wirkungsweise verzichtet und auf Abschn. 4.5.3. verwiesen werden.

Kolbenantrieb. Beim Kolbenantrieb wird der Kolben durch die an ihm liegende Druckdifferenz der Hydraulikflüssigkeit bewegt. Die Steuerung der Druckdifferenz erfolgt durch ein Strahlrohr bzw. einen Steuerkolben (s. Abschn. 4.2.1.2.). Hinsichtlich der konstruktiven Gestaltung existiert eine Vielzahl von Varianten, die sich vor allem im Aufbau, der Befestigungsart und der Ausführung der Kolbenstange unterscheiden. Am häufigsten finden doppeltwirkende Kolbenantriebe Anwendung, die sowohl mit einseitiger als auch mit zweiseitiger Kolbenstange ausgeführt sein können (s. hierzu Bild 3.4.-2).

Neben den erläuterten hydraulischen Stellmotoren für geradlinige Bewegung werden in speziellen Einrichtungen der Automatisierungstechnik auch hydraulische Stellmotore für rotatorische Bewegung angewandt; bevorzugte Ausführungsformen solcher Stellmotoren sind Drehflügelmotore, Steilgewindemotore sowie die auch in der Pneumatik angewandte Kombination von Zahnstange und Zahnritzel (allgemein als Schwenkmotore bezeichnet).

4.5.3. Pneumatische Stelleinrichtungen

In pneumatischen Stelleinrichtungen wird die statische Energie der Druckluft in mechanische Energie umgewandelt und meist eine geradlinige Antriebsbewegung erzeugt. Ein wesentlicher Grund für die große Verbreitung dieser Antriebe ist insbesondere ihr im Gegensatz zu elektrischen Stellmotoren einfacher und robuster Aufbau sowie das Erreichen hoher Stellgeschwindigkeiten. Gegenüber der Hydraulik sind jedoch die Stellkräfte begrenzt. Nachteilig kann sich außerdem auswirken, daß ebenso wie bei hydraulischen Stelleinrichtungen die Selbsthemmung und die Möglichkeit zur Handverstellung schwer erreichbar sind. Wegen des „sanften" aber schnellen Zugriffs und des Haltens mit definierter Kraft haben sich pneumatische Antriebe bei Greifern für Industrieroboter bewährt; die Zuführung der Luft zu den bewegten Antriebselementen erfolgt dabei über Plastschläuche.

Hinsichtlich der konstruktiven Gestaltung pneumatischer Stellantriebe kann in *Membran-, Kolben-, Rollmembran-* und *Drehkolbenantrieb* unterteilt werden. Man unterscheidet dabei einfach- und doppeltwirkende Antriebe. Allen diesen pneumatischen Stelleinrichtungen ist gemeinsam, daß im Gegensatz zur Hydraulik die Rückleitung entfällt, daß aber wegen Vereisungsgefahr der Betrieb bei Temperaturen unter dem Gefrierpunkt (z. B. im Freien) problematisch ist.

Bei den einfachwirkenden Antrieben wird der Kolben bzw. die Membran durch die Druckluft nur in einer Richtung bewegt, während die Rückbewegung durch äußere Kräfte (meist Feder oder Gegengewicht) erfolgt. Der Wirkungssinn der äußeren Kraft (Gegenkraft) muß dabei so ausgewählt werden, daß bei Ausfall der Versorgungsenergie vom Stellantrieb eine gefahrlose Endlage eingenommen wird. Beim Einsatz einfachwirkender Antriebe muß beachtet werden, daß von der Druckluft neben der Stellkraft auch die Kraft zur Überwindung der äußeren Kräfte aufzuwenden ist. Bei doppeltwirkenden Antrieben werden die beiden Zylinderräume wechselseitig be- und entlüftet. Die nutzbare Stellkraft ist vom

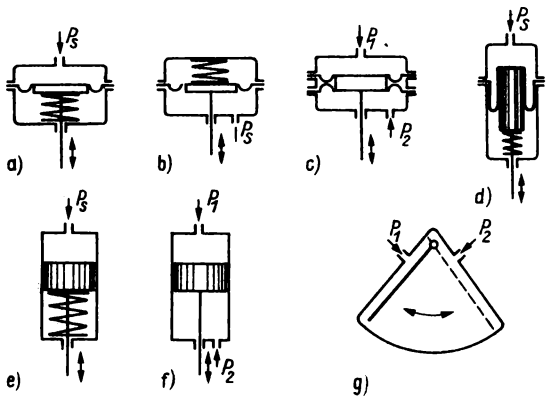


Bild 4.5.-12. Typische Ausführungsformen pneumatischer Stellantriebe

a Membranantrieb (federbelastet; einfach wirkend)
b – *wie a*, jedoch einfach invertierend wirkend
c Membranantrieb (doppeltwirkend)
d Rollmembranantrieb (federbelastet; einfach wirkend)
e Kolbenantrieb (federbelastet; einfach wirkend)
f Kolbenantrieb (doppeltwirkend)
g Drehantrieb (doppeltwirkend)

Druck in den Arbeitsräumen abhängig. Bild 4.5.-12 veranschaulicht typische einfach- und doppeltwirkende pneumatische Stellantriebe und zeigt die beiden Grundformen federbelasteter pneumatischer Membranantriebe.

Membranantrieb. Der Membranantrieb ist – bedingt durch seinen einfachen und robusten Aufbau, sein zuverlässiges Wirken und die Möglichkeit der Erreichung fein abgestufter Hublängen – der am meisten verwendete pneumatische Stellantrieb. Insbesondere in der Verfahrenstechnik wird er häufig in Form eines federbelasteten Antriebes verwendet und direkt mit einem Stellventil zu einem komplexen Bauteil gekoppelt. Die erreichbaren Stellgeschwindigkeiten werden wesentlich vom Membrandurchmesser (180 ... 450) mm und von der je Zeiteinheit vom vorgeschalteten Verstärker bereitgestellten Luftmenge bestimmt.

Zur Sicherung einer funktionsgerechten Arbeitsweise dieser Antriebe ist meist eine Nachrechnung der erreichbaren Stellkräfte erforderlich. Die Kraft F, die ein direkt wirkender federbelasteter Membranantrieb (unter Vernachlässigung der Reibung) bei einem Hub y aufbringen kann, ergibt sich aus der bei Beaufschlagung mit einem Druck p_s wirkenden Kraft $F_M = p_s A_w$ abzüglich der Gegenkraft der Feder. Es gilt dann

$$F = p_s A_w - c_F (y - y_0) \tag{4.5.-12}$$

A_w wirksame Membranfläche
c_F Federkonstante
y_0 Vorspannung der Feder (meist einstellbar).

Bei invertierend wirkendem Antrieb stellt sich dagegen eine Kraft

$$F = c_F (y - y_0) - p_s A_w \tag{4.5.-13}$$

ein.

Rollmembranantrieb. Der Rollmembranantrieb (auch als Stulpenmembranantrieb bezeichnet) nimmt eine Mittelstellung zwischen Membranantrieb und Kolbenantrieb ein. Er ermöglicht insbesondere gegenüber dem Membranantrieb einen größeren Hub (bis 60 mm).

Kolbenantrieb. Mit pneumatischen Kolbenantrieben können Hubbewegungen bei relativ großen Hublängen (10 ... 2200) mm realisiert werden. Sie finden bevorzugt in der Hochdruckpneumatik Anwendung. Infolge der Kompressibilität des Arbeitsmediums Druckluft ist jedoch die Kolbengeschwindigkeit, besonders bei Hubbeginn und bei Belastungsänderungen, nicht konstant.

Zur Vermeidung eines harten Anschlages bei Erreichung der Endlage können diese Antriebe mit Endlagenbremsung ausgerüstet werden. Die Bremsung wird dabei meist dadurch erreicht, daß auf dem letzten Teil des Kolbenweges, dem sog. Bremsweg, der Strömungsquerschnitt für die verdrängte Druckluft auf einen kleinen Wert verringert wird. Damit entsteht ein Druck, der den Kolben entgegen der Bewegungsrichtung beaufschlagt und so eine Abbremsung ermöglicht. In anderen Ausführungen werden Puffer aus elastischem Werkstoff eingesetzt.

Stellantriebe mit Stellungsmacher (Positioner). Bild 4.5.-13 zeigt eine typische Stelldruck-Hub-Kennlinie eines pneumatischen Stellantriebes. Durch die sich bei Umkehr der Bewegungsrichtung auch umkehrende Wirkungsrichtung der Reibkräfte ergeben sich unterschiedliche Kraftwirkungen (sog. Umkehrspanne), so

daß die idealisierte Kennlinie nicht erreicht wird. Es ergibt sich stets eine Hystereseschleife, d. h., trotz gleicher Stelldrücke stellen sich je nach Bewegungsrichtung des Antriebes unterschiedliche Hubwerte ein. Insbesondere bei träge reagierenden nachgeschalteten Einrichtungen kann sich diese Erscheinung negativ auswirken, z. B. als Schwingung in einem Regelkreis. Um dies zu vermeiden, werden häufig pneumatische Stellantriebe mit sog. Stellungsmachern (engl. positioner) ausgerüstet. Hierzu wird dem Stellantrieb ein pneumatischer Verstärker vorgeschaltet. Die jeweils erreichte Stellung des Antriebes wird gemessen und mit dem Sollwert (durch Eingangsdruck vorgegeben) verglichen. Das so entstehende Differenzsignal wirkt auf das Stellwerk des Positioners ein, bis Übereinstimmung des Istwertes mit dem Sollwert erreicht ist. Zur Differenzbildung und als erste Verstärkerstufe werden Düse-Prallplatten-Anordnungen mit Weg-, Kraft- bzw. Momentenvergleich verwendet (s. hierzu Abschn. 4.2.1.2. und vgl. das Prinzip des virtuellen Kurzschlusses bei rückgekoppelten Operationsverstärkern).

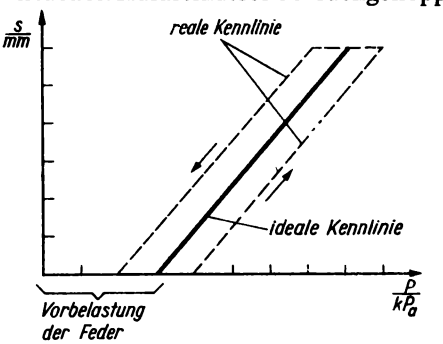


Bild 4.5.-13. Typische Kennlinie eines einfachwirkenden pneumatischen Stellantriebes

Die beschriebene Wirkungsweise des Positioners macht deutlich, daß die Kombination Stellantriebpositioner einen Regelkreis beinhaltet, der den störenden Einfluß der Änderung der Reibkraftrichtung auf das Ausgangssignal ausregelt.

4.6. Ausgewählte Bausteine der Automatisierungstechnik

In der Automatisierungstechnik wird eine Vielzahl von Bausteinen genutzt, die den schon im Buch behandelten Gruppen wegen ihres Aufbaus aus verschiedenartigen Funktionselementen, ihrer relativ großen Komplexität usw. nicht unmittelbar zugeordnet werden können. Dazu gehören vor allem Bausteine zur Stromversorgung elektronischer Schaltungen sowie elektronisch geregelte Antriebe, die dem Anwender in zunehmendem Maße als fertige Bausteine zur Verfügung stehen. Nachfolgend sollen diese beiden genannten Bausteingruppen sowie speziell für industrielle Steuerungen konzipierte Automatisierungssysteme in ihrem prinzpiellen Verhalten vorgestellt und Hinweise für deren Auswahl und sachgerechten Einsatz gegeben werden.

4.6.1. Bausteine zur Stromversorgung elektronischer Schaltungen

Die Aufgabe von Stromversorgungsbausteinen besteht im wesentlichen darin, die Versorgungsenergie für nachgeschaltete Verbraucher mit den erforderlichen technischen Parametern (z. B. Betrag der Spannung, Belastbarkeit, Überlast- und Kurzschlußfestigkeit usw.) bereitzustellen. Von besonderer Wichtigkeit ist gerade bei diesen Bausteinen die Kostenfrage, die stets im Zusammenhang mit dem gesamten nachfolgenden Schaltungskomplex zu sehen ist. Aus der daraus resultierenden Vielfalt von Anforderungen begründet sich die Vielfalt der in der Praxis eingesetzten Varianten von Stromversorgungsbausteinen. Bei allen diesen Anordnungen treten folgende Probleme immer wieder auf:

- Spannungsanpassung
- Potentialtrennung
- Gleichrichtung (evtl. gesteuert)
- Glättung und Siebung
- Stabilisierung (evtl. definiertes Zuschalten verschiedener Spannungen)
- Schutzschaltungen (Strombegrenzung, Kurzschlußschutz, Sicherungsüberwachung, Überspannungsschutz, lückenlose Umschaltung auf Reserveeinheit u. ä.).

Je nach den konkreten Anforderungen an den Baustein sind die hierfür erforderlichen Funktionselemente verschieden ausgeführt. Die nachfolgenden Ausführungen sind einigen wichtigen solcher Möglichkeiten gewidmet. Sie haben zum Ziel, dem Leser einige Anhaltspunkte dafür zu geben, für den konkreten Anwendungsfall unter strenger Beachtung der Gesamtökonomie die richtige Stromversorgungseinrichtung auszuwählen und sicher zu betreiben.

4.6.1.1. Gleichrichtung, Glättung und Siebung

Zum Betrieb elektronischer Schaltungen sind üblicherweise eine oder mehrere Gleichspannungen erforderlich, die je nach den konkreten Anforderungen bestimmte Restwelligkeiten nicht überschreiten dürfen. Dazu ist es notwenig, eine Wechselspannung – meist nach Spannungsanpassung und Potentialtrennung mittels Transformator – zuerst gleichzurichten. Das einfache Beispiel einer Einweggleichrichterschaltung mit ohmscher Last ist im Bild 4.6.-1 dargestellt. Man erkennt, daß jeweils während einer Halbwelle der Wechselspannung entsprechend

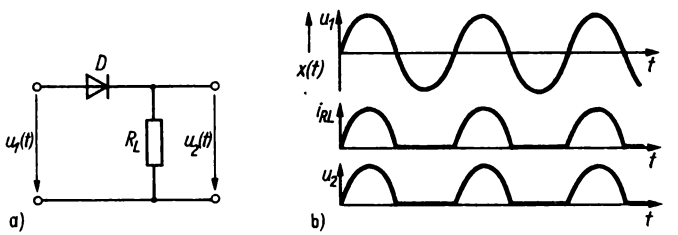


Bild 4.6.-1. Einweggleichrichterschaltung mit ohmscher Last
a Schaltung
b wichtige Zeitverläufe
– unterschiedliche Maßstäbe beachten –

der Polung der Diode ein Strom fließt; die jeweils andere Halbwelle der Wechselspannung wird durch die Diode gesperrt. Am Lastwiderstand entsteht eine pulsierende Gleichspannung mit hoher Restwelligkeit, die im allgemeinen für den Betrieb elektronischer Schaltungen ungeeignet ist. Aus diesem Grunde wird dem Ausgang der Schaltung meist ein sog. Glättungs- oder Ladekondensator in der im Bild 4.6.-2 gezeigten Art nachgeschaltet, der die Restwelligkeit der Ausgangsspannung wesentlich reduziert. Eine solche Schaltung kann bereits als einfachster Stromversorgungsbaustein angesehen werden; sie ist einsetzbar bei geringer Belastung, großen zulässigen Schwankungen der Gleichspannung und niedrigen Anforderungen an die Restwelligkeit. Als Richtwert für die Bemessung des Ladekonsators seien (100 ... 1000) µF je 1 A Laststrom genannt.

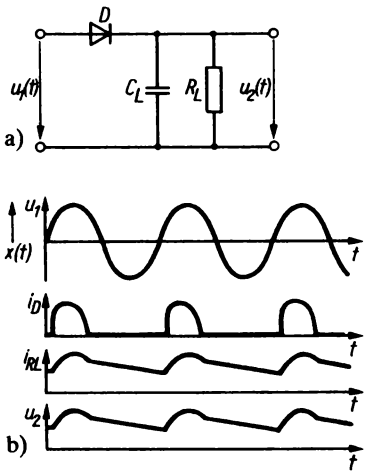


Bild 4.6.-2
Einweggleichrichterschaltung mit kapazitiv-ohmscher Last
a Schaltung
b wichtige Zeitverläufe
– unterschiedliche Maßstäbe beachten –

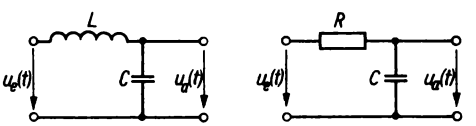


Bild 4.6.-3
LC- und RC-Tiefpaß

Neben dem Einsatz von Ladekondensatoren werden zur weiteren Reduzierung der Restwelligkeit auch häufig Siebschaltungen, meist in Form eines *LC*- oder *RC*-Tiefpasses (Bild 4.6.-3), verwendet. Beim *LC*-Teifpaß sind neben dem zusätzlichen Aufwand vor allem für die Induktivität mögliche Spannungsüberhöhungen infolge von Resonanzerscheinungen zu beachten. Der *LC*-Tiefpaß wird in modernen Stromversorgungseinrichtungen fast nur noch als Siebglied in Verbindung mit Schaltreglern, dort aber sehr häufig, genutzt. Beim *RC*-Tiefpaß sind eine starke Lastabhängigkeit der Ausgangsgleichspannung und relativ hohe Verluste am Siebwiderstand nicht zu vermeiden. *RC*-Siebglieder werden deshalb dort eingesetzt, wo eine geringe und konstante Belastung vorliegt; bei entsprechender Dimensionierung besteht Kurzschlußfestigkeit.

Bei der oben erläuterten einfachen Einweg-Gleichrichterschaltung spielten Fragen der notwendigen Glättung eine wichtige Rolle. Dies resultierte daraus, daß nur eine Halbwelle je Periode der Wechselspannung genutzt wurde (Eine sol-

che Schaltung heißt deshalb einpulsige Gleichrichterschaltung.). Werden durch Anwendung der Einphasenmittelpunktschaltung oder der Einphasenbrückenschaltung beide Halbwellen der Wechselspannung genutzt (Es handelt sich folglich um zweipulsige Schaltungen.), reduziert sich der Glättungsaufwand bei vergleichbarer Restwelligkeit bereits erheblich. Insbesondere für große Leistungen,

Phasenzahl	Pulszahl			
	einpulsige Schaltungen	zweipulsige Schaltungen	dreipulsige Schaltungen	sechspulsige Schaltungen
Einphasenschaltungen	Einphasen-Einwegschaltung	Einphasen-Mittelpunktschaltung Einphasen-Brückenschaltung		
Dreiphasenschaltungen			Dreiphasen-Mittelpunktschaltung	Dreiphasen-Brückenschaltung

Bild 4.6.-4. Übersicht über wichtige Gleichrichterschaltungen
– vereinfachte Darstellung –

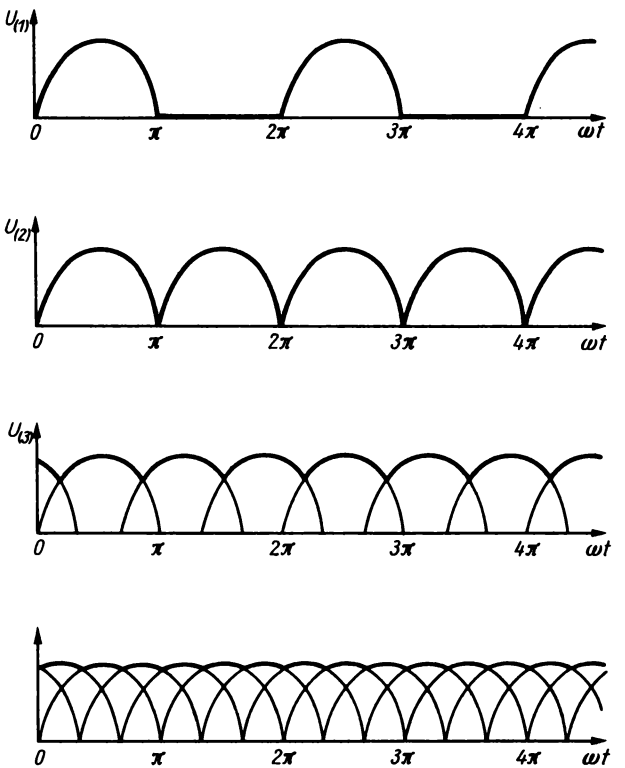
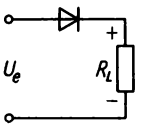
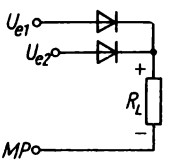
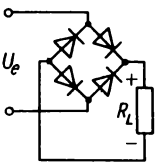
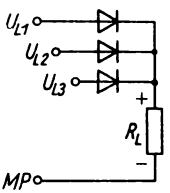
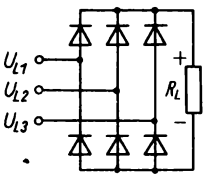


Bild 4.6.-5 Kurvenform der Ausgangsspannung wichtiger Gleichrichterschaltungen bei ohmscher Last
$U_{(1)}$ Einphaseneinwegschaltung
$U_{(2)}$ Einphasenzweiwegschaltung (Mittelpunkt- oder Brückenschaltung)
$U_{(3)}$ Dreiphasenmittelpunktschaltung
$U_{(6)}$ Dreiphasenbrückenschaltung

Tafel 4.6.-1 Wesentliche Berechnungsdaten wichtiger Gleichrichterschaltungen bei ohmscher Last

Schaltung			Gleichgrößen	
Einteilung		Schaltbild	mittlere Gleichspannung am Lastwiderstand	mittlerer Gleichstrom über den Lastwiderstand
Einphasenschaltungen	Einwegschaltung		$U_0 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_e$ $= 0{,}45\ U_e$	$I_0 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_e}{R_L}$ $= 0{,}45 \frac{U_e}{R_L}$
	Mittelpunktschaltung		$U_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{e1,2}$ $= 0{,}9\ U_{e1,2}$ Bem.: $U_{e1} = U_{e2}$	$I_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{e1,2}}{R_L}$ $= 0{,}9 \frac{U_{e1,2}}{R_L}$
	Brückenschaltung		$U_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_e$ $= 0{,}9\ U_e$	$I_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_e}{R_L}$ $= 0{,}9 \frac{U_e}{R_L}$
Dreiphasenschaltungen	Dreipuls-Mittelpunktschaltung		$U_0 = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sqrt{2}\ U_{L1,L2,L3}$ $= 1{,}17\ U_{L1,L2,L3}$ Bem.: $U_{L1} = U_{L2} = U_{L3}$	$I_0 = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sqrt{2} \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$ $= 1{,}17 \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$
	Sechspuls-Brückenschaltung		$U_0 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2}\ U_{L1,L2,L3}$ $= 2{,}34\ U_{L1,L2,L3}$ Bem.: $U_{L1} = U_{L2} = U_{L3}$	$I_0 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2} \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$ $= 2{,}34 \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$

Diodenparameter			Bemerkungen
mittlerer Diodenstrom	maximaler Diodenstrom	maximale Sperrspannung	
$I_{FD} = I_0$ $= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_e}{R_L}$ $= 0{,}45 \frac{U_e}{R_L}$	I_{FDmax} $= \sqrt{2} \frac{U_e}{R_L}$ $= 1{,}414 \frac{U_e}{R_L}$	U_{RDmax} $= \sqrt{2}\, U_e$ $= 1{,}414\, U_e$	nur für kleine Ströme, Transformator wird vormagnetisiert
$I_{FD} = \frac{1}{2} I_0$ $= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{e1,2}}{R_L}$ $= 0{,}45 \frac{U_{e1,2}}{R_L}$	I_{FDmax} $= \sqrt{2} \frac{U_{e1,2}}{R_L}$ $= 1{,}414 \frac{U_{e1,2}}{R_L}$	U_{RDmax} $= 2\sqrt{2}\, U_{e1,2}$ $= 2{,}83\, U_{e1,2}$	bis etwa 20 A Gleichstrom (bei Einphasentriebfahrzeugen bis zu größten Leistungen)
$I_{FD} = \frac{1}{2} I_0$ $= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_e}{R_L}$ $= 0{,}45 \frac{U_e}{R_L}$	I_{FDmax} $= \sqrt{2} \frac{U_e}{R_L}$ $= 1{,}414 \frac{U_e}{R_L}$	U_{RDmax} $= \sqrt{2}\, U_e$ $= 1{,}414\, U_e$	bis etwa 20 A Gleichstrom (bei Einphasentriebfahrzeugen bis zu größten Leistungen)
$I_{FD} = \frac{1}{3} I_0$ $= \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \sqrt{2} \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$ $= 0{,}39 \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$	I_{FDmax} $= \sqrt{2} \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$ $= 1{,}414 \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$	U_{RDmax} $= \frac{3}{2} \sqrt{2}\, U_{L1,L2,L3}$ $= 2{,}12\, U_{L1,L2,L3}$	nur für kleine Ströme, Transformator wird vormagnetisiert
$I_{FD} = \frac{1}{3} I_0$ $= \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2} \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$ $= 0{,}78 \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$	I_{FDmax} $= \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2} \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$ $= 0{,}78 \frac{U_{L1,L2,L3}}{R_L}$	U_{RDmax} $= \sqrt{3}\, \sqrt{2}\, U_{L1,L2,L3}$ $= 2{,}45\, U_{L1,L2,L3}$	Einsatz bis zu größten Leistungen, sehr geringe Welligkeit

wo Glättungskondensatoren und Siebglieder nicht mehr wirtschaftlich einsetzbar sind, werden dreiphasige Gleichrichterschaltungen, vor allem die Dreiphasenbrückenschaltung, angewandt. Neben dieser sechspulsigen Schaltung hat auch die Dreiphasenmittelpunktschaltung (dreipulsige Schaltung) eine gewisse Bedeutung. Bild 4.6.-4 zeigt eine Gesamtübersicht über wichtige Gleichrichterschaltungen, Tafel 4.6.-1 enthält dazu die Schaltbilder, einige Berechnungsgrundlagen und wichtige Hinweise für den praktischen Einsatz der einzelnen Schaltungen, und im Bild 4.6.-5 sind die zugehörigen Zeitverläufe der verschiedenen Ausgangsspannungen für ohmsche Last dargestellt. Hieran ist nochmals deutlich die Pulszahl und deren Bedeutung für die Welligkeit zu erkennen.

4.6.1.2. Spannungsstabilisierung

Die Ausführungen zur Gleichrichtung, Glättung und Siebung lassen erkennen, daß die gleichgerichteten Wechselspannungen auch bei Einsatz eines Ladekondensators und gegebenenfalls weiterer Siebmittel bei entsprechender Belastung noch eine erhebliche Restwelligkeit aufweisen. Der drastischen Reduzierung bzw. Beseitigung dieser Restwelligkeit dienen Spannungsstabilisatoren. Sie haben außerdem die Aufgabe, die geregelte Gleichspannung bei Änderung der speisenden Wechselspannung, der Umgebungstemperatur und/oder des Laststromes konstantzuhalten.

Die einfachste Schaltung zur Spannungsstabilisierung ist die Schaltung mit einer Z-Diode nach Bild 4.6.-6. Nachfolgend werden einige Hinweise zur Wirkungsweise und zur Dimensionierung dieser Schaltung gegeben.

In der Schaltung nach Bild 4.6.-6 wird die Z-Diode im Durchbruchsgebiet der Kennlinie (vgl. Bild 3.2.-27) betrieben. Bei Änderungen der Eingangsspannung ändern sich demzufolge die Ströme über den Vorwiderstand und die Z-Diode; die Ausgangsspannung und der Laststrom bleiben aber näherungsweise konstant. Bei Änderungen des Laststromes ändern sich ebenfalls die Ströme über Vorwiderstand und Z-Diode; die Ausgangsspannung bleibt auch jetzt weitgehend konstant. Aus der kurzen Erläuterung der Wirkungsweise geht die stabilisierende Wirkung der Schaltung eindeutig hervor.

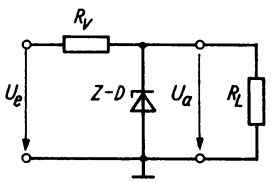


Bild 4.6.-6. Einfache Spannungsstabilisierungsschaltung mit Z-Diode

Bei der Bemessung der Schaltung nach Bild 4.6.-6 ist zuerst zu beachten, daß die Durchbruchsspannung der Z-Dioden eines Typs toleranzbehaftet ist und daß die zulässige Verlustleistung an der Z-Diode und am Vorwiderstand in keinem Fall überschritten werden darf. Das bedeutet, daß bei minimaler Eingangsspannung, maximalem Vorwiderstand, maximaler Durchbruchsspannung und minimalem Lastwiderstand (bzw. maximalem Laststrom) der minimale Strom über die Z-Diode (Strom an der Grenze zwischen Sperr- und Durchbruchsgebiet,

meist vom Hersteller angegeben) nicht unterschritten werden darf; es gilt

$$\frac{U_{\mathrm{emin}} - U_{\mathrm{Zmax}}}{R_{\mathrm{Vmax}}} - \frac{U_{\mathrm{Zmax}}}{R_{\mathrm{Lmin}}} \geqq I_{\mathrm{Zmin}}. \tag{4.6.-1}$$

Das heißt aber auch, daß bei maximaler Eingangsspannung, minimalem Vorwiderstand, minimaler Durchbruchsspannung und maximalem Lastwiderstand (bzw. minimalen Laststrom) der maximal zulässige Strom über die Z-Diode (Kühlbedingungen beachten) nicht überschritten werden darf; es gilt

$$\frac{U_{\mathrm{emax}} - U_{\mathrm{Zmin}}}{R_{\mathrm{Vmin}}} - \frac{U_{\mathrm{Zmin}}}{R_{\mathrm{Lmax}}} \leqq I_{\mathrm{Zmax}}. \tag{4.6.-2}$$

Wichtig ist für die Praxis der Sonderfall $I_{\mathrm{L}} = 0$ ($R_{\mathrm{L}} \to \approx$), also der Leerlaufbetrieb bzw. der Betrieb ohne Last. Es gilt dann

$$I_{\mathrm{Zmax}}\,(I_{\mathrm{L}} = 0) = \frac{U_{\mathrm{emax}} - U_{\mathrm{Zmin}}}{R_{\mathrm{Vmin}}}. \tag{4.6.-3}$$

Die Gleichungen (4.6.-1) und (4.6.-2) bzw. gegebenenfalls (4.6.-3) sind in jedem Fall bei der Bemessung einer Schaltung zur Spannungsstabilisierung mit Z-Diode gemäß Bild 4.6.-4 einzuhalten. Für den häufigen praktischen Fall, daß Eingangsspannung, Durchbruchsspannung (Ausgangsspannung) und Lastwiderstand (bzw. Laststrom) einschließlich ihrer Toleranzen gegeben sind und der Vorwiderstand berechnet werden soll, erhält man aus Gl. (4.6.-1) und Gl. (4.6.-2) die Bedingung

$$\frac{U_{\mathrm{emax}} - U_{\mathrm{Zmin}}}{I_{\mathrm{Zmax}} + \dfrac{U_{\mathrm{Zmin}}}{R_{\mathrm{Lmax}}}} \leqq R_{\mathrm{V}} \leqq \frac{U_{\mathrm{emin}} - U_{\mathrm{Zmax}}}{I_{\mathrm{Zmin}} + \dfrac{U_{\mathrm{Zmax}}}{R_{\mathrm{Lmin}}}} \tag{4.6.-4}$$

bzw. für den Sonderfall nach Gl. (4.6.-3)

$$\frac{U_{\mathrm{emax}} - U_{\mathrm{Zmin}}}{I_{\mathrm{Zmax}}} \leqq R_{\mathrm{V}} \leqq \frac{U_{\mathrm{emin}} - U_{\mathrm{Zmax}}}{I_{\mathrm{Zmin}} + \dfrac{U_{\mathrm{Zmax}}}{R_{\mathrm{Lmin}}}}. \tag{4.6.-5}$$

Für diesen Sonderfall, also für die unbelastete Stabilisierungsschaltung ($I_{\mathrm{L}} = 0$), errechnet sich der gemäß

$$G = \frac{\Delta U_{\mathrm{e}}}{\Delta U_{\mathrm{a}}} \tag{4.6.-6}$$

definierte Glättungsfaktor unter Verwendung der Kennliniengleichung für Z-Dioden im Durchbruchsgebiet

$$U_{\mathrm{Z}} = U_{\mathrm{Z0}} + r_{\mathrm{Z}} I_{\mathrm{Z}} \tag{4.6.-7}$$

und der Spannungsteilerregel zu

$$G = 1 + \frac{R_{\mathrm{V}}}{r_{\mathrm{Z}}}. \tag{4.6.-8}$$

Man erkennt, daß im Interesse einer guten Glättungs- bzw. Stabilisierungswirkung der Schaltung nach Bild 4.6.-6 stets

$$R_{\mathrm{V}} \gg r_{\mathrm{Z}} \tag{4.6.-9}$$

gewählt werden sollte; dem entgegen stehen die dabei am Vorwiderstand auftretenden erheblichen Verluste. In der Praxis ist folglich immer ein günstiger Kompromiß je nach den konkreten Anforderungen zu suchen. In notwendigen Fällen kann die Stabilisierungsschaltung nach Bild 4.6.-6 zwei- und mehrfach hintereinander geschaltet werden.

Bei der erläuterten Stabilisierungsschaltung handelt es sich vom Wirkprinzip her um einen einfachen Parallelstabilisator. Solche Anordnungen sind auch mit Transistoren realisierbar; Bild 4.6.-7 zeigt eine prinzipielle Lösungsmöglichkeit. Dabei wird aus der Ausgangsspannung und einem Sollwert, gegebenenfalls über einen Verstärker, eine Steuerspannung gebildet, die den Transistor bei anwachsender Ausgangsspannung mehr und bei abnehmender Ausgangsspannung weniger aufsteuert. Man kann hieraus ersehen, daß bei allen Stabilisierungsschaltungen, die nach dem Prinzip des Parallelstabilisators arbeiten, die Ausgangsspannung durch Steuerung eines Stromes über einen Vorwiderstand konstant gehalten wird. Dieses Stabilisierungs- bzw. Regelprinzip ist stark verlustbehaftet und wird nur bei geringen Ausgangsleistungen und geforderter Rückstromfestigkeit (Rückstromfestigkeit ist dann notwendig, wenn die Last in bestimmten Betriebszuständen einen Strom in die Versorgungseinrichtung zurückspeist.) angewandt.

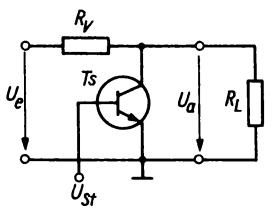


Bild 4.6.-7
Einfacher Parallelstabilisator mit Transistor

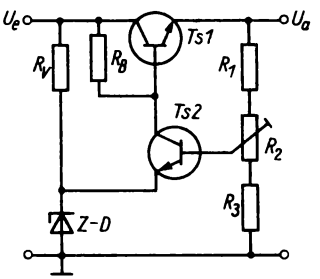


Bild 4.6.-8
Einfaches Beispiel für eine Serienstabilisierungsschaltung

Vor allem aus den oben genannten Gründen haben sog. Serien-Stabilisatoren mit einem Bipolartransistor als Stellgleid in der Praxis als Spannungsstabilisatoren eine sehr weite Verbreitung gefunden; Bild 4.6.-8 zeigt ein einfaches Beispiel. Über den Vorwiderstand R_V und die Z-Diode wird in bekannter Weise eine stabile (rückstromfeste) Sollspannung bereitgestellt, die mit dem am Spannungsteiler $R_{1,2,3}$ abgegriffenen Istwert verglichen wird (Mit Hilfe dieses Spannungsteilers kann folglich der Nennwert der Ausgangsspannung eingestellt werden.). Dieser Vergleich erfolgt durch den als Regelverstärker arbeitenden Transistor *Ts*2, der

seinerseits den Basisstrom des Stelltransistors *Ts*1 steuert. Dies geschieht bei steigender Ausgangsspannung dadurch, daß *Ts*2 aufgesteuert wird; der dann größere Kollektorstrom fließt über R_B ab und vermindert den Basisstrom von *Ts*1, wodurch dessen Kollektor-Emitter-Spannung steigt, was zu dem gewünschten Abfall der Ausgangsspannung führt. Sinkt die Ausgangsspannung unter ihren Nennwert, vollzieht sich ein analoger Ausregelvorgang. – Diese Schaltungen sind nicht kurzschlußfest. Zum Schutz des Stelltransistors werden überflinke Schmelzsicherungen oder elektronische Zusatzschaltungen verwendet.

In modernen Serienstabilisatoren werden heute meist spezielle monolithisch integrierte Spannungsreglerschaltkreise eingesetzt, die den Sollwertgeber üblicherweise bereits mit enthalten. Der Stelltransistor dient dann im wesentlichen nur noch als Stromverstärker, der die Belastbarkeit des Ausgangs bestimmt.

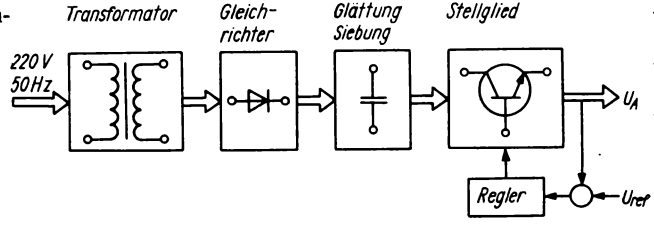
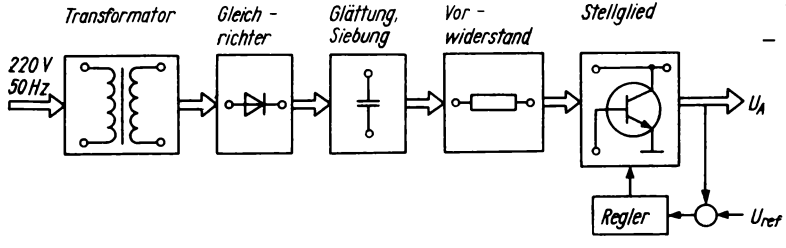
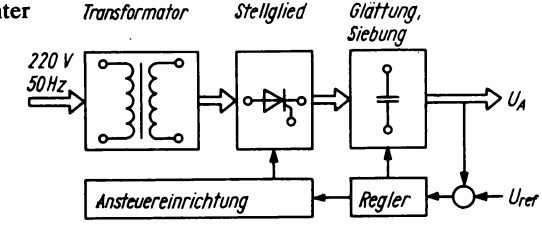
Die Erläuterungen zum Serienstabilisator zeigten, daß auch hier vor allem am Stelltransistor (auch Längstransistor genannt) eine erhebliche Verlustleistung auftritt. In der Praxis werden diese Schaltungen deshalb bevorzugt bei relativ niedrigen Ausgangsleistungen und wenn keine Rückstromfestigkeit gefordert ist, eingesetzt. Da der Leistungsbedarf elektronischer Schaltungen im allgemeinen recht gering und eine Rückstromfestigkeit nicht notwendig ist, ergibt sich daraus praktisch keine Einschränkung für den breiten Einsatz solcher Spannungsstabilisatoren.

Als besonders für hohe Ausgangsleistungen gut einsetzbare Stabilisierungsschaltungen haben sich nach dem Prinzip des Phasenanschnitts gesteuerte Gleichrichter erwiesen. Sie finden vor allem als Speisequellen für technologische Prozesse, z. B. von Elektrolyseprozessen, Anwendung, werden aber auch als Vorstabilisatoren in Verbindung mit nachgeschalteten Serienstabilisatoren eingesetzt, bei denen dann wegen der relativ geringen Schwankungen der Eingangsspannung die Spannung am Stelltransistor und damit die Verlustleistung niedrig gehalten werden kann.

Ein weiteres zunehmend in modernen Stromversorgungseinrichtungen eingesetztes Wirkprinzip ist das des Schaltreglers. Dabei wird durch Steuerung der EIN- und AUS-Zeiten eines Schalters (meist Bipolartransistor) die Ausgangsspannung gestellt. Als Regler kommen auch hier vielfach spezielle monolithisch integrierte Schaltkreise zum Einsatz. Nachteilig ist hierbei der relativ große Aufwand an Siebmitteln; es wird aber durch den Schalterbetrieb des Stellgliedes ein hoher Wirkungsgrad erzielt (Durch Wahl einer Schaltfrequenz im kHz-Bereich kommt man mit wenig aufwendigen Siebmitteln aus; der Regler reagiert rasch auf Speisespannungs- und Lastschwankungen. Schaltfrequenzen im Hörbereich, d. h. unterhalb 20 kHz, sind wegen des belästigenden Pfeiftones zu vermeiden.). Je nachdem, ob die Spannungsanpassung bzw. Potentialtrennung vor oder nach dem Schalter erfolgt, unterscheidet man sekundär und primär getaktete Schaltregler.

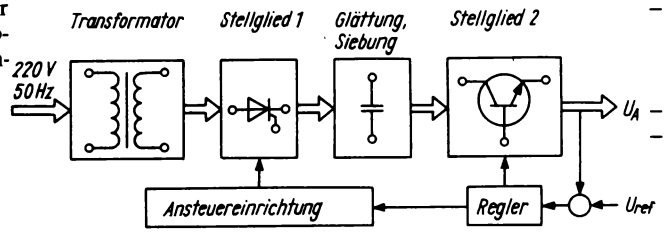
Die Blockschaltbilder aller besprochenen wichtigen Spannungsstabilisatoren sind in Tafel 4.6.-2 zusammengestellt. Dort sind auch Hinweise zum Betriebsverhalten und zum praktischen Einsatz angegeben, was dem Leser die richtige Auswahl ermöglicht. Zusätzlich zeigt Bild 4.6.-9 typische Leistungsbereiche der wichtigsten Ausführungsformen von primär getakteten Schaltreglern. Für ein tieferes Eindringen in die Problematik muß auf die einschlägige Fachliteratur verwiesen werden.

Tafel 4.6.-2. Prinzipschaltungen wichtiger elektronischer Spannungsregler

	Benennung	Prinzipschaltung	Bemerkungen
Analog wirkender Regler	analog wirkender Serienregler mit Bipolartransistor		– gute Regeleigenschaften bei geringer Restwelligkeit – relativ geringer Wirkungsgrad vor allem wegen Verlusten am Stelltransistor – sehr häufiger Einsatz bei geringen Leistungen und/oder hohen Anforderungen an die Stabilität
	analog wirkender Parallelregler mit Bipolartransistor		– niedriger Wirkungsgrad wegen hohen Verlusten – Einsatz nur in Sonderfällen bei niedrigen Leistungen (-in abgewandelter Form Anwendung zur Siebung und Störunterdrückung)
anschnittsteuerung	gesteuerter Gleichrichter mit Thyristoren		– hoher Wirkungsgrad – keine guten Regeleigenschaften, Restwelligkeit – Erzeugung von Störspannungen – Anwendung bei großen Leistungen und geringen Anforderungen an die Stabilität

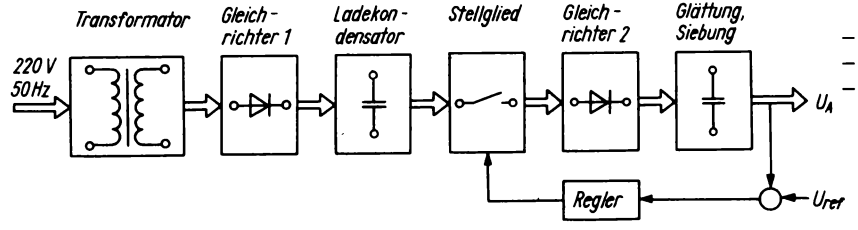
Regler mit Phasen-Schaltregler

gesteuerter Gleichrichter mit Thyristoren als Grobregler und analog wirkender Serienregler mit Bipolartransistor als Feinregler



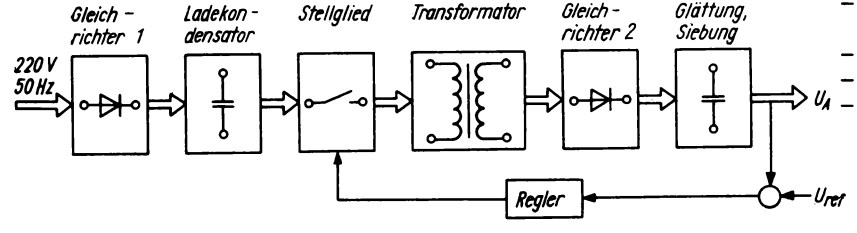
- hoher Wirkungsgrad des Thyristorreglers und gute Regeleigenschaften des Transistor-Serienreglers sind vereint
- relativ hoher Aufwand
- Anwendung bei größeren Leistungen und hohen Anforderungen an die Stabilität

sekundär getakteter Schaltregler



- hoher Wirkungsgrad
- keine hohe Sperrspannung für Schalttransistor erforderlich
- Restwelligkeit
- Erzeugung von Störspannungen
- zunehmende Anwendung von allem in Verbindung mit integrierten Regelschaltungen und/oder bei Erzeugung mehrerer Ausgangsspannungen

primär getakteter Schaltregler



- hoher Wirkungsgrad
- kleine Baugröße und niedriges Gewicht
- hohe erforderliche Sperrspannung für den Schalttransistor
- Restwelligkeit
- Erzeugung von Störspannungen
- zunehmende Anwendung vor allem in Verbindung mit integrierten Regelschaltungen

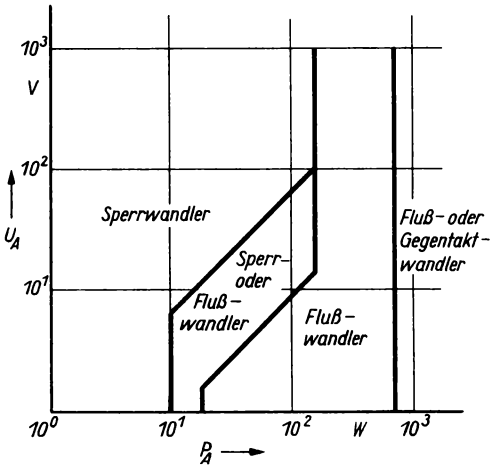


Bild 4.6.-9. Typische Spannungs- und Leistungsbereiche der wesentlichen Wandlertypen primär getakteter Schaltregler

4.6.2. Elektronisch geregelte Antriebe

Elektronisch geregelte Antriebe sind Energiestellsysteme, bei denen mechanische Ausgangsgrößen, wie Kräfte, Momente, Drehzahlen, Geschwindigkeiten, die durch Wandlung elektrischer in mechanische Energie entstehen, mit elektronischen Mitteln einer Sollfunktion so nachgeführt werden, daß vorgegebene Prozesse definiert und optimal ablaufen. Solche Prozesse können Bearbeitungsvorgänge, Positionierungen und die gezielte Beeinflussung von Materialströmen sein. Bild 4.6.-10 zeigt die Struktur eines Antriebes.

Eine hochwertige Prozeßführung verlangt eine präzise Prozeßmeßtechnik zur Istwertgewinnung, hochgenaue Referenzfunktionsquellen, optimale Regler und angepaßte Stelleinrichtungen.

Die praktische Ausführung eines Antriebes erfordert eine sorgfältige technisch-ökonomische Analyse der jeweiligen Antriebsaufgabe. Zunächst wird die Antriebsmaschine unter Berücksichtigung technologischer und sicherheitstechnischer Erfordernisse des Einsatzortes ausgewählt. Wichtige Forderungen können hier Explosionsschutz, Staubgefährdung, aggressive Umgebung und thermische Belastungen sein. Aus den Eigenschaften der Maschine, dem erforderlichen Stellbereich und den Stelleigenschaften ergeben sich Art und Eigenschaften des einzusetzenden Leistungsstellgliedes. Solche Leistungsstellglieder sind in modernen Systemen ausschließlich Stromrichter, die zumeist mit Halbleiterelementen bestückt sind. Berücksichtigt man noch die Möglichkeiten des Versorgungsnetzes (Spannung, Phasenzahl, Impedanz, Belastbarkeit) sowie wichtige Eigenschaften des Gesamtantriebes (Ein- oder Mehrquadrantenbetrieb, dynamische Systemeigenschaften, Grenzleistungsforderungen, Eigenschaften wie Rundlauf-, Anlauf-, Auslauf- und Havarieverhalten, Stellverhältnis, Verhalten für $n \geqq 0$), dann läßt sich der Gesamtantrieb projektieren. Wichtige Kriterien sind letztlich die Verfüg-

barkeit und das Aufwand-/Nutzenverhältnis des Systems, wobei auch Trendforderungen wesentlich mit berücksichtigt werden müssen.

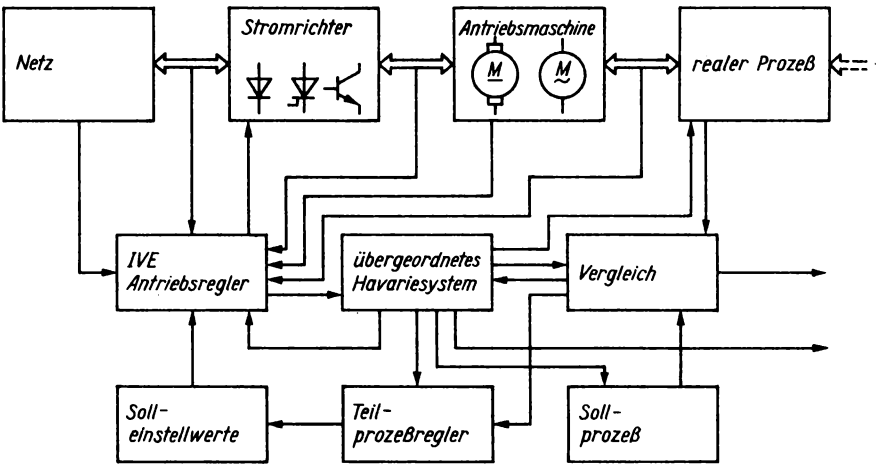


Bild 4.6.-10. Funktionsstruktur eines elektronisch geregelten Antriebes

Der Leistungsbereich elektronisch geregelter Antriebe erstreckt sich von einigen Watt bis in den Megawattbereich. Drehzahlstellverhältnisse bis zu $1 : 10^4$, Positioniergenauigkeiten von 0,1 ... 0,5 µm sowie Maximaldrehzahlen bis zu $> 10^5\ \text{min}^{-1}$ und Leistungsverhältnisse bis zu $1 : 10^3$ kennzeichnen den Bereich der oberen Grenzforderungen, die an diese Antriebe gestellt sein können. Aufwand und Kosten für einen Antrieb werden weitgehend durch die Anforderungen, die an einen Antrieb gestellt werden, bestimmt. Eine exakte Einschätzung der Grenzforderungen bei der Pflichtenhefterstellung ist deshalb für angepaßte Lösungen unerläßlich.

4.6.2.1. Wichtige Bestandteile und Begriffe elektronisch geregelter Antriebe

Ein Hauptbestandteil elektronisch geregelter Antriebe ist die Stell- und Regelelektronik, die durch entsprechende Sensoren die notwendigen Prozeßinformationen erhält. Der weite Leistungsbereich solcher Antriebe erfordert einen guten Wirkungsgrad der Leistungsstellglieder, eine Bedingung, die von Stromrichtern gut erfüllt wird.

Stromrichter sind elektrische Schaltnetzwerke aus (steuerbaren) Ventilen, die nach bestimmten Algorithmen so ein-/ausgeschaltet werden, daß der gewünschte Energieaustausch zwischen Energiequelle und Prozeß über den Energiewandler (Maschine) zustande kommt. Dieser Steueralgorithmus wird infolge von Reglerinformationen in einer IVE (Informationsverarbeitenden Einheit) erzeugt. Bevor ausgewählte Beispiele von Antriebssystemen vorgestellt werden, sind noch

einige Erläuterungen zu Stromrichtern sowie zu ihrer Ansteuerelektronik und den Reglerausführungen notwendig.

Die stromschaltenden Bauelemente in Stromrichtern sind Halbleiterstrukturen, die sehr schnell reagieren. Die Schaltzeiten liegen im Bereich von Mikrosekunden. Infolge ihres geringen Volumens haben diese Bauelemente geringe thermische Zeitkonstanten und sind somit gegen Überlastungen empfindlich. Ein absolut sicheres Steuerregime und ein zuverlässiges Schutzsystem sind für einen sicheren Einsatz Voraussetzung. Deshalb werden diese Leistungsstelleinrichtungen vorwiegend von Spezialbetrieben als Kompaktsysteme angeboten. Stromrichter werden auch nach Art der Eingangs-/Ausgangsgrößen, zwischen denen sie vermitteln, eingeteilt. Mit Bild 4.6.-11 wird eine Übersicht wichtiger Stromrichterarten gegeben.

Die Kenntnis einiger Begriffe, Merkmale und Eigenschaften von Stromrich-

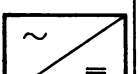
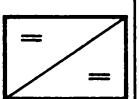
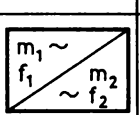
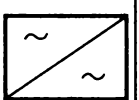
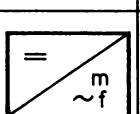
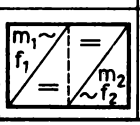
Stromrichterart	Blocksymbol	Stellverfahren Stellgrößen Stellmöglichkeiten	Eingangsgröße (I./III. Quadrant)	Eingangsgröße (II./IV. Quadrant; Energierückspeisung)	Ausgangsgröße	Bemerkung
ungesteuert Gleichrichter gesteuert		a ohne b Phasenanschnitt	Wechselspannung U_1 m-phasig	entfällt bei WSR-Betrieb Gleichspannung U_2 (siehe WSR!)	p-pulsiger Gleichstrom	p nach Schaltung, z.B. Brücke; p = 2 m
Gleichspannungssteller		a Tastverhältnisstellung b Frequenzstellung (f_e = const.)	Gleichspannung U_1	Gleichspannung U_2	gechopperte Gleichspannung	Stromglättung durch L
Direktumrichter		$m_2 = m_1$ $m_2 \neq m_1$ $f_2 < f_1$	Wechselspannung $U_1\sim$ m_1-phasig	Wechselspannung U_2 m_2-phasig	Oberschwingungsreiche, m-phasige Wechselspannung U_2	je Ausgangsphase ein Umkehrstromrichter
Wechselspannungssteller		m = beliebig $U_2 \leq U_1$ Phasenanschnitt	Wechselspannung	nicht üblich	Phasenanschnitt bei U_2	
Wechselrichter		Pulsverfahren, f_2, U_2, m_2 beliebig, Strom-, Spannungseinprägung	Gleichspannung Gleichstrom	Wechselspannung U_2 oder entfällt	$U_2\sim$ Oberschwingungsbereich	
Zwischenkreisumrichter		f_1/f_2 beliebig m_1/m_2 beliebig U_1/U_2 beliebig	Wechselspannung m_1-phasig	Wechselspannung U_2 m_2-phasig	s. a. Wechselrichter	geringe Netzrückwirkungen

Bild 4.6.-11. Übersicht über wichtige Arten von Stromrichtern

Index 1 Eingangsgröße von links (Energielieferung)
Index 2 Eingangsgröße von rechts (Energierückspeisung), Ausgangsgröße
m Phasenzahl
p Pulszahl (Pulse je Periode)

tern sind notwendig für ein Verstehen der Wirkungsweise. So ist es z. B. üblich, Stromrichter nach der Art der sog. Kommutierung zu unterscheiden.

Das Prinzip des Schaltens in Stromrichtern bewirkt, daß mit relativ hoher Schaltfolge Ströme geschaltet werden müssen. Ströme können wegen der immer vorhandenen Induktivitäten jedoch nicht abrupt ($di/dt \rightarrow \infty$) ausgeschaltet, sondern nur umgeschaltet werden.

Das Überwechseln eines Stromes von einem Stromkreis auf einen anderen nennt man Kommutierung. Sie kann erzwungen werden (Zwangskommutierung) oder durch das Wechseln des Stromes auf einen Stromkreis mit höherer Phasenspannung geschehen (Netzkommutierung). Bild 4.6.-12 erläutert beide Kommutierungsarten. Ein Kommutierungsvorgang ist meistens mit einer Beendigung des Leitzustandes des abkommutierenden Ventils, dem Verlöschen, verbunden – ein Verlöschen kann jedoch auch ohne Kommutierung durch Abklingen des Stromes erfolgen. Stromrichter, bei denen die Ventile durch den Polaritätswechsel des Netzes verlöschen und netzkommutierte Stromrichter sind, sind die sog. netzgelöschten Stromrichter. Bei Wechselspannungsstellern erfolgt beispielsweise

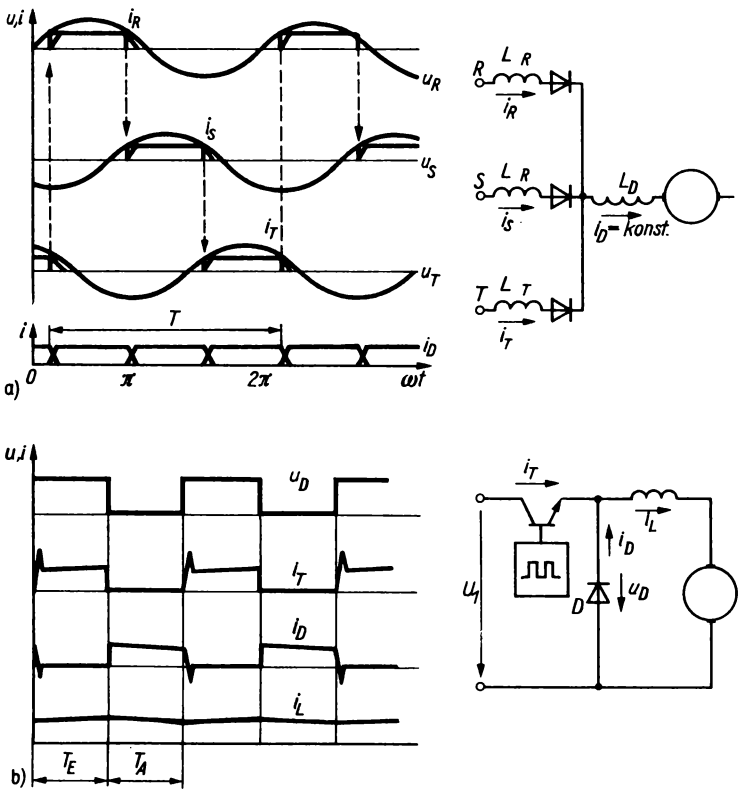


Bild 4.6.-12. Kommutierungsarten bei Stromrichtern

a Netzkommutierung eines dreiphasigen dreipulsigen Gleichrichters

b (Zwangs-) Kommutierung bei einem Transistorpulssteller

keine Kommutierung, sondern ein Verlöschen der Ventile, während bei gesteuerten mehrpulsigen Gleichrichtern (Pulszahl bedeutet die Anzahl der Strompulse, die während der Dauer einer Netzperiode auftreten, – von Puls zu Puls kommutiert, der Strom entweder auf eine andere Phase oder einen anderen Strompfad. –) eine Netzkommutierung erfolgt; beide Schaltungen sind netzgelöscht.

Die Entwicklung der Leistungselektronik führte zu einer Vielzahl von Stromrichterschaltungen. Jede dieser Schaltungen hat hinsichtlich ausgewählter Eigenschaften Vorteile (z. B. geglätteter Strom, Oberschwingungsarmut). Zugeordnet zu den verschiedenen Stromrichteranordnungen existieren entsprechende Logiksysteme, die angepaßte, auch von den Steuergrößen der vorgeschalteten Regler beeinflußte Steueralgorithmen erzeugen. Prinzpiell läßt sich die gesamte Stromrichter- und Antriebssteuerung mittels moderner Mikrorechner realisieren. Dieser Trend wird zur Zeit im wesentlichen durch die starken elektromagnetischen Störungen in der Umgebung von Stromrichtern behindert, die als Störsignale in die Rechnerfunktion eingreifen können. Rechentechnische Eliminierung von Fehlsignalen ist wegen des Echtzeitbetriebes nur schwer möglich. Nur bei Antrieben, die infolge ihres Prinzipes auf eine hochwertige Rechentechnik angewiesen sind, z. B. hochdynamische Drehstromantriebe, und solche, bei denen Informations- und Leistungselektronik hinreichend gut abgeschirmt werden können, werden derzeit durchgängige Mikrorechnerlösungen eingesetzt. Üblich ist der Einsatz von störsicheren Logiksystemen zur Realisierung von stromrichternahen Stromrichter- und Antriebslogikeinheiten.

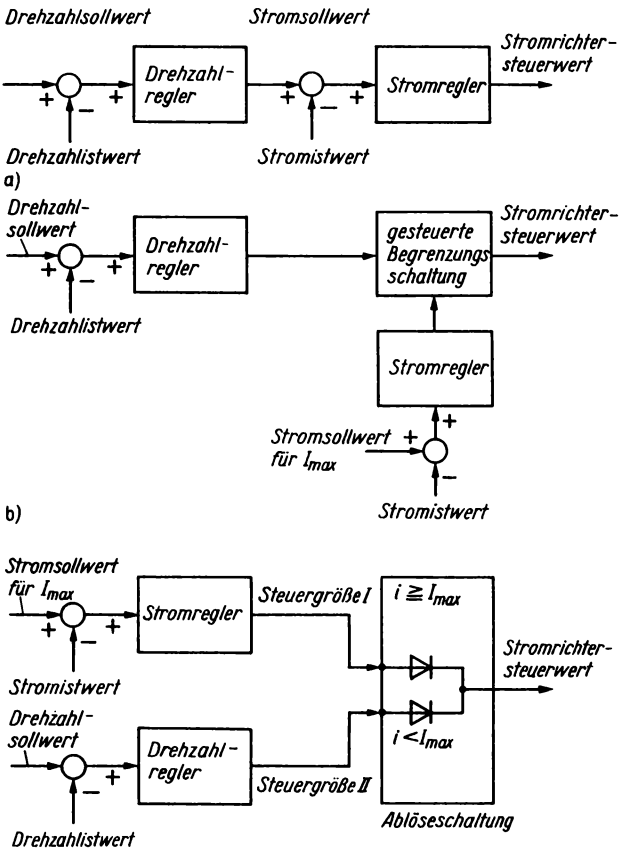
Der Einsatz von Stromrichtern in elektronisch geregelten Antrieben bedeutet außer wesentlichen Vorteilen auch eine Reihe von Problemen. Nachfolgend sollen einige erläutert werden:

- Das komplizierte Gerätesystem „Stromrichter" enthält eine Vielzahl von Bauelementen. Da sich die Gesamtzuverlässigkeit eines Systemes als Produkt der Einzelzuverlässigkeitskoeffizienten der Systemkomponenten ergibt, bedeutet ein wachsender Bauelementeeinsatz nur dann keine Minderung der Systemzuverlässigkeit, wenn die Einzelelemente in höchster Qualität ausgeführt werden.
- Stromrichter besitzen ein hohes Verstärkungs-Geschwindigkeitsprodukt, so daß selbst geringfügige zeitliche oder quantitative Fehlsteuerungen zu großem Energieumsatz führen können. Das bedingt die Notwendigkeit einer hochwertigen, sehr schnellen und teuren Schutztechnik.
- Natürliche energetische Ausgleichsvorgänge mit minimalem Zwang verlaufen stets sinusförmig. In Stromrichtern werden andere Strom- oder Spannungsformen erzwungen. Es entstehen stark oberwellige Ströme und Spannungen. Dadurch werden Netzrückwirkungen auf das speisende Netz verursacht. In der Maschine entstehen u. a. Zusatzverluste und Kommutierungsprobleme am Stromwender. Auswirkungen verzerrter Spannungen und Ströme auf den Prozeß können Pendelmomente, Gleich- und Rundlaufprobleme sein.

Alle vorgenannten Probleme werden heute in ausreichendem Maße beherrscht, bedeuten jedoch häufig zusätzlichen Aufwand an Siebmitteln hinsichtlich des Steuerverfahrens oder der Ausführung der Antriebsmaschine.

Der Regler in elektronisch geregelten Antrieben liefert die Steuerfunktion des

Stromrichters. Die Reglerausführung richtet sich nach den Antriebsforderungen. Bei allen angepaßten Stromrichterstellgliedern ist eine Stromregelung oder -begrenzung notwendig. Sofern eine einfache Maximal-Strombegrenzung eingesetzt wird, ergeben sich dynamisch ungünstige Verhältnisse, denn der Laststrom muß immer erst den Grenzwert überschreiten, bevor die Begrenzung wirksam wird, während bei einer Stromsollwertvorgabe durch den Drehzahlregler, einer unterlagerten Stromregelung, die Strombegrenzung ständig an der Grenze des aktuellen Stromsollwertes erfolgt, also eine echte Stromführung vorhanden ist. Selten werden sog. ablösende Regelschaltungen eingesetzt, um eine Stromregelung zu erreichen. Bei diesen Reglern übernimmt immer die dominierende Regelgröße die Führung des Antriebes. Ablöseschaltungen in Reglern zeigen ein ähnlich ungünstiges dynamisches Verhalten wie Maximalwert-Begrenzungsschaltungen (vgl. jedoch Absch. 4.6.2.2., Transistorpulssteller). Bild 4.6.-13 zeigt die Prinzipe der genannten Regler als *Blockstrukturen.*



a unterlagerter Stromregelkreis
b Strombegrenzungsregelung
c ablösende Regelung

Bild 4.6.-13. Blockstrukturen verschiedener Regleranordnungen

Stand der Technik ist der Einsatz einer unterlagerten Stromregelung, die eine echte Stromführung erlaubt. Der Stromregler besitzt hierbei die höchste Priorität, alle anderen Regler („Drehzahl", „Position", greifen untergeordnet ein).

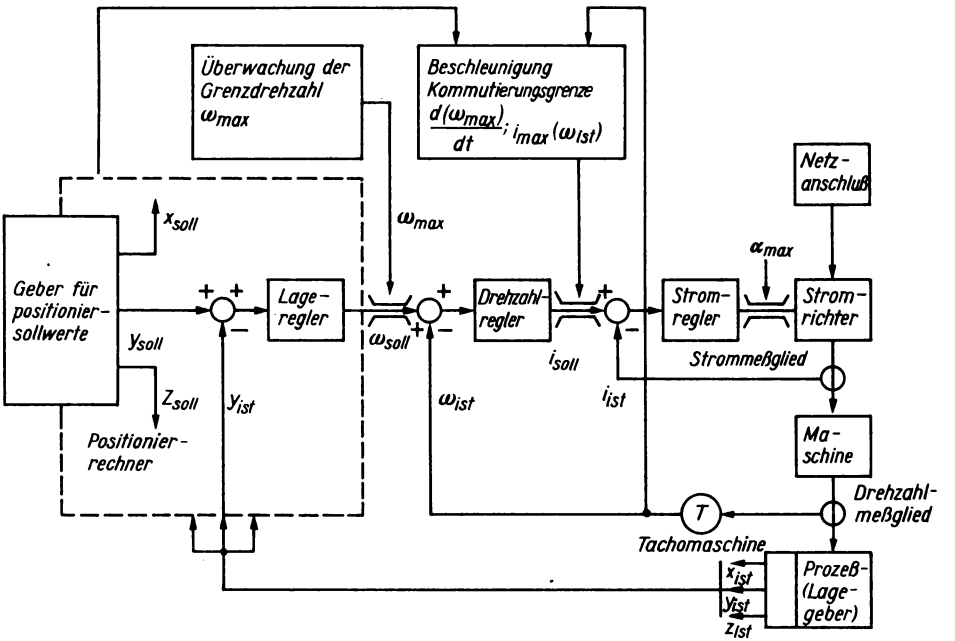


Bild 4.6.-14. Blockstruktur eines Lageregelkreises (nur für Koordinate y gekennzeichnet)

Regleranordnungen, bei denen mehrere Regelschleifen vorhanden sind, nennt man mehrschleifige Regler. Beispielsweise wird bei einer Positionierregelung durch den Lageregler ein Drehzahlsollwert erzeugt, der auf einen Drehzahlregler wirkt; die Ausgangsspannung des Drehzahlreglers bildet dann den Stromsollwert, der über den Stromregler den Antriebsstrom regelt. Eine solche Anordnung enthält drei Regelschleifen. Bild 4.6.-14 zeigt die Blockstruktur eines Lagereglers. Bei Roboterantrieben wird der Lageregler im zugeordneten Rechner realisiert, Drehzahl- und Stromregler bilden meistens eine Einheit, da hier auch antriebsmaschinentypische Forderungen (z.B. Kommutierungsgrenze der Maschine) berücksichtigt werden müssen. Regleranordnungen, wie die beschriebenen, sind prinzipiell sowohl für Gleichstromantriebe als auch für Drehstromantriebe geeignet. Bei Drehstromantrieben sind jedoch eine Reihe von Zusatzbedingungen, z.B. Bildung eines Drehstromsystems, Schlupfregelung usw., notwendig, so daß sich hier beispielsweise Unterschiede beim Drehzahlregler ergeben.

Hinsichtlich der Betriebsweise läßt sich zwischen Antrieben unterscheiden, die für einen aktiven Bremsbetrieb, d.h. verlustarme Energierückspeisung in das Netz, geeignet sind und Antrieben, die nur für Treiben oder Bremsen vorgesehen sind. Alle hochdynamischen Antriebe realisieren einen aktiven Bremsbetrieb.

Als Beispiel seien hier die herkömmlichen Roboterantriebe genannt, bei denen z. B. ein Umsteuervorgang von +1000 U/min auf −1000 U/min weniger als 40 ms bei vollem angekoppeltem Schwungmoment dauert. Diese Antriebe erzeugen auch bei $n = 0$ das volle Moment als Haltemoment. Für einfache Antriebe von Pumpen, Lüftern, einfachen Bearbeitungsmaschinen usw., die zum Einstellen einer konstanten Drehzahl ohne häufige Bremsung oder Umsteuervorgänge dienen, ist eine aktive Energierückspeisung nicht notwendig.

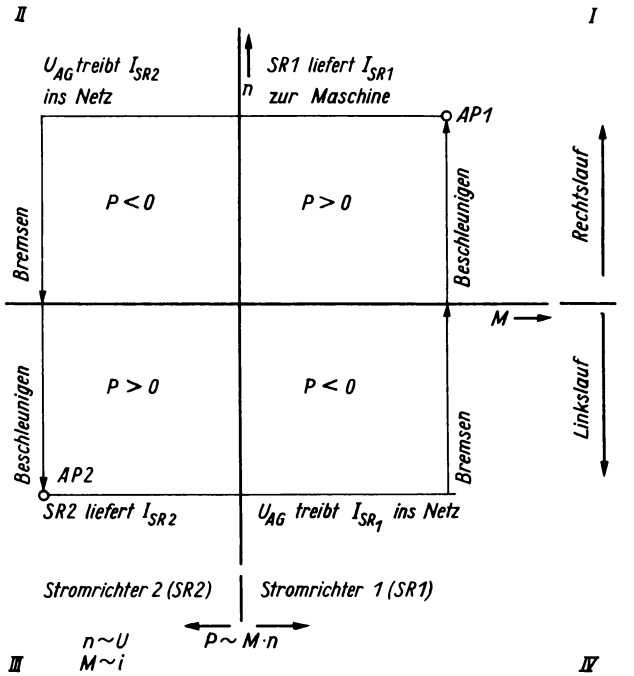


Bild 4.6.-15. Betriebsbereiche eines Antriebes mit einem Stromrichter nach Bild 4.6.-18
API, AP2 Arbeitspunkte
U_{AG} Anker(gegen)spannung

Man kann für solche Antriebe die Betriebsbereiche in einem Diagramm darstellen, in das die Drehzahl als Funktion des Momentes eingetragen ist (Bild 4.6.-15). Für jeden Quadranten dieser Darstellung kann bei Mehrquadrantenantrieben eine bestimmte Betriebsweise angegeben werden. Einfachantriebe arbeiten meistens nur im I. oder III. Quadranten, bei Widerstandsbremsung auch im I. und II. oder im III. und IV. Quadranten. Zum Verständnis dieser Darstellungsweise sei noch erläutert, daß „positive Leistung" dem Prozeß zugeführter Leistung entspricht; „positive Drehzahl" als Rechtslauf der Maschine und „positives Moment" als von der Maschine in den Prozeß eingeleitetes Moment definiert wird. Die im Bild 4.6.-15 angegebenen Arbeitspunktverläufe gelten unter der Voraussetzung einer starren Drehzahl- bzw. Stromregelung. Bevor im folgenden als ausgewählte Antriebsstrukturen Gleichstrom- und Drehstromantriebe be-

sprochen werden, noch ein Hinweis: Der Anwender von elektronisch geregelten Antrieben sollte nach genauer, verantwortungsbewußter Analyse (keine unrealistischen Forderungen, jedoch auch keine Untertreibungen) der betreffenden Antriebsaufgabe in Zusammenarbeit mit dem Hersteller von Antriebssystemen den passenden Antrieb auswählen – das gilt sowohl für einfache als auch für hochdynamische oder spezielle Antriebe. Bild 4.6.-16 zeigt Verknüpfungen wichtiger Realisierungsforderungen.

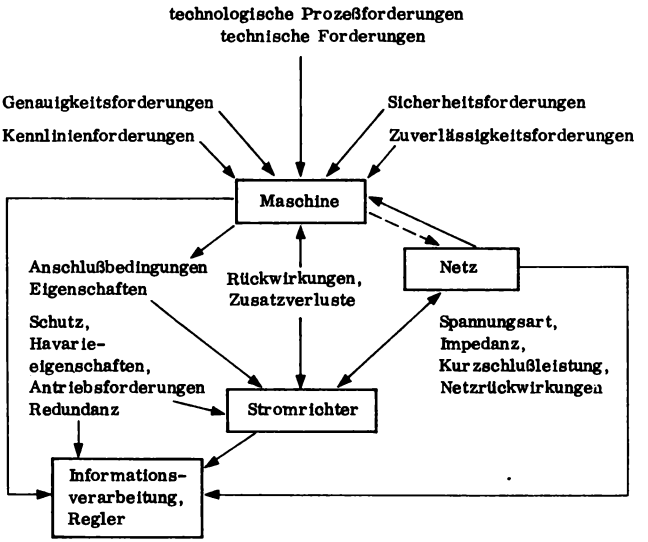


Bild 4.6.-16. Übersicht über typische Forderungen an Antriebe

4.6.2.2. Geregelte Gleichstromantriebe

Der gegenwärtig dominierende Antriebstyp sind geregelte Gleichstromantriebe. Sie werden im Leistungsbereich von wenigen Watt bis in den Megawattbereich gebaut. Für Industrieroboter wird je Achse (Freiheitsgrad) ein hochdynamischer Spezialantrieb eingesetzt. Die Hauptantriebe für große Maschinen überstreichen den Leistungsbereich von 10 kW bis etwa 1 MW. Für Walzwerksantriebe ist mit Leistungen von 1 ... 5 MW je Maschine zu rechnen. Zu den Gleichstromantrieben können im weitesten Sinne auch Antriebe mit elektronischer Kommutierung gerechnet werden, wobei hier der Übergang zu den Drehstromantrieben fließend ist.

Man kann unterscheiden zwischen den Einquadrantantrieben im mittleren Leistungsbereich ohne häufige Wendevorgänge und Umkehrantrieben, die für das gesamte Leistungsspektrum gebaut werden. Besonders aufwendig hinsichtlich der Elektronik sind Antriebe, die zur Vergrößerung des Drehzahlstellbereiches mit Feldschwächung betrieben werden. Als eigentlicher Gleichstromantrieb soll hier das System GS-Maschine/Stromrichter/Regler betrachtet werden.

Als Maschinen sind im Prinzip alle GS-Maschinen der Standardreihe in Stromrichterantrieben einsetzbar, sofern die zulässige Stromwelligkeit nicht überschrit-

ten wird, d. h., es müssen gleichstromseitig Stromglättungsinduktivitäten (Drosseln) eingesetzt werden. Bei großen Drehzahlstellverhältnissen wird der Feldschwächbereich genutzt, um hohe Drehzahlen zu erreichen (Hierbei ist die mechanische Grenzdrehzahl und die Kommutierungsgrenze der Maschine zu beachten.). Bei sehr geringen Drehzahlen und hohem Moment muß zur Kühlung der Maschine Fremdbelüftung eingesetzt werden, wenn die Einschaltzeit so bemessen ist, daß eine unzulässige Endtemperatur die Folge wäre.

Für dynamisch hochwertige Stellantriebe werden angepaßte Stellmotore geliefert, die speziell für hohe Drehzahl- und Drehmomentverhältnisse ausgelegt sind. Wegen der hohen Auslastung solcher Stellmotore muß z. B. die Kommutierungsgrenzkurve (d. h. die zulässige Strombelastbarkeit in Abhängigkeit von der Drehzahl) genau beachtet werden. Auch darf bei solchen Maschinen der zulässige Spitzenstrom nicht überschritten werden, da es sonst zur Entmagnetisierung der Permanentmagnete des Feldes kommt.

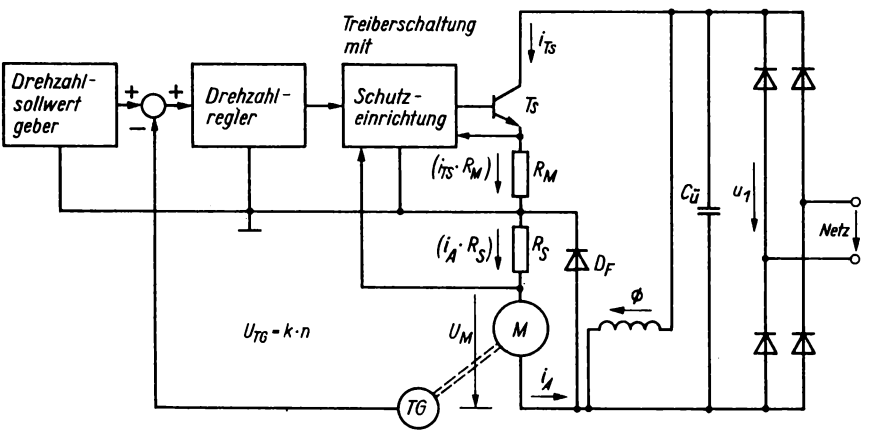


Bild 4.6.-17. Einquadrantenantrieb mit Transistorstellglied

Bild 4.6.-17 zeigt die Struktur eines Einquadrantantriebes für einen Leistungsbereich bis etwa 5 kW. Im vorliegenden Falle wurde eine Darstellung mit Transistorstellglied gewählt, um den Trend zu verdeutlichen. Die Leistung wird hier dem Einphasennetz über eine Gleichrichterbrücke entnommen, die auch die Feldwicklung der Maschine speist. An diese Brücke ist gleichspannungsseitig die Reihenschaltung Transistorschalter-Maschine angeschlossen. Parallel zum Anker ist die Freilaufdiode geschaltet, über die ein in die Ankerinduktivität eingeprägter Strom weiterfließt, wenn der Transistor nichtleitend wird (Hier wurde bewußt keine Ankerdrossel gezeichnet; die Maschine muß dann für die volle Spannungswelligkeit ausgelegt sein.).

Typische Stromverläufe eines solchen Stellers sind im Bild 4.6.-12 mit dargestellt. Die Stellung des Maschinenstromes erfolgt z. B. über das Tastverhältnis

$$\frac{T_e}{T_a + T_e} = \frac{T_e}{T}. \tag{4.6.-10}$$

Es gilt dann für die Spannung an der Maschine:

$$\bar{U}_M = U_1 \frac{T_e}{T}. \tag{4.6.-11}$$

Der Kondensator $C_ü$ dient nicht nur der Spannungsglättung, sondern ist wesentlich zur Vermeidung von Überspannungen infolge der Netzstreuinduktivität.

Als Meßglieder des Antriebes sind ein Strommeßwiderstand (Shunt) und ein Tachogenerator (zur Erfassung der Drehzahl) vorgesehen. Man setzt im Regler das Prinzip der Ablösung ein. Der Drehzahlregler steuert das Tastverhältnis, bei Überstrom wird jedoch dominierend durch den Stromregler ausgeschaltet. In der nächsten Tastperiode schaltet der Drehzahlregler wieder ein. Sofern die „Havarie" andauert, wird wieder durch den Stromregler abgeschaltet usw. Dieses Prinzip hat den Vorteil, daß im Havariefall der mittlere Strom auf einen Bruchteil des Nennstromes absinkt. Nachteilig ist, daß der Anlauf mit erhöhter Tastfrequenz erfolgen muß, um ein genügendes Anlaufmoment zu erzeugen. Realisiert man eine unterlagerte Stromregelung, dann ergibt sich ein hohes Anlaufmoment, jedoch müssen im Havariefall besondere Maßnahmen getroffen werden, um den dann maximalen Strom, der infolge der Stromregelung konstant gehalten wird, zu unterbrechen.

Solche Transistorantriebe sind ausgesprochen anwenderfreundlich, da sie im Prinzip havariefest sind. Das ist von Vorteil, wenn z. B. der Drehzahlregler zu optimieren ist; auch brauchen keine Spezialsicherungen wie bei Thyristoren eingesetzt werden. Es gibt nur zwei Möglichkeiten, einen solchen Antrieb zu zerstören:

a) stationäre hohe Überspannung (falsche Netzspannung),
b) Unterbrechung eines Klemmenkurzschlusses bei noch schnell laufender Maschine.

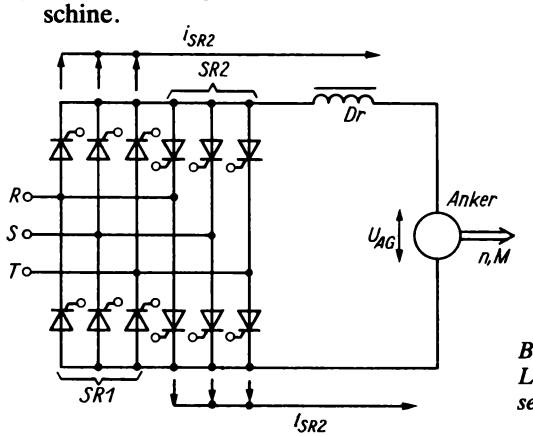


Bild 4.6.-18
Leistungsteil eines dreiphasigen sechspulsigen Umkehrstromrichters

Große Umkehrantriebe sind mit Thyristorstromrichtern ausgerüstet. Sie werden meistens als kreisstromfreie Umkehrstromrichter ausgeführt. Bild 4.6.-18 zeigt den Leistungsteil eines solchen Stromrichters.

Dargestellt sind zwei antiparallel geschaltete, gesteuerte Drehstrombrückenschaltungen SR1 und SR2, die über eine Glättungsinduktivität Dr eine Maschine speisen. Von den Brücken ist jeweils immer nur eine angesteuert, es kann also nur ein Strom i_{SR1} oder der Strom i_{SR2} fließen. Ein „Kreisstrom" zwischen SR1 und

SR2 tritt nicht auf. Man erkennt hier die Möglichkeit der Drehrichtungsänderung der Maschine durch Stromrichtungsumkehr im Anker. Mit dieser Schaltung ist ein aktiver Bremsbetrieb möglich, d.h. Energierückspeisung aus der Maschine ins Wechselspannungsnetz. Die Maschinenspannung EMK (Maschine als Generator) treibt dann über die entsprechend gesteuerten Ventile den Strom ins Netz. Diese Betriebsart heißt „netzgelöschter Wechselrichterbetrieb". Voraussetzung für diese Betriebsart ist, daß die maximale Netzspannung immer höher als die Ankergegenspannung wird, damit die Ventile löschen, sonst kommt es zum „Wechselrichterkippen", einer schweren Antriebshavarie, die nur durch sofortige Zündpulssperre und sehr schnelles Unterbrechen des Gleichstromkreises beherrscht wird.

Im Bild 4.6.-15 sind die Betriebsbereiche der Schaltung nach Bild 4.6.-18 eingetragen.

Die Struktur eines Gleichstromantriebes mit Feldschwächbetrieb wird im Bild 4.6.-19 gezeigt. Solche Antriebe werden z. B. für Hauptantriebe in Be- und Verarbeitungsmaschinen eingesetzt. Durch die Anwendung der Feldschwächung wird es möglich, die Maximaldrehzahl über die Nenndrehzahl zu erhöhen. Im Bild 4.5.-7 ist die Gleichung für die Drehzahl (ω) der Nebenschlußmaschine angegeben. Es ist zu erkennen, daß ein Absenken des Flusses φ zu einer Erhöhung der Drehzahl ω führt.

Die Problematik des Feldschwächbetriebes wird deutlich durch Auswerten der Gleichung $e = k\varphi\omega$. Wurde vor einem aktiven Bremsvorgang die maximale Drehzahl im Feldschwächbetrieb eingestellt und beachtet man, daß im Wechselrichterbetrieb (Rückspeisung) immer EMK $< \hat{U}_{\text{Netz}}$ gelten muß, wird erkennbar, daß beim Abbremsen zunächst der Feldstrom bei Einhaltung obiger Bedingung auf den Nennwert geregelt werden muß, bis die weitere Abbremsung durch den Ankerstrom erfolgen kann. Es sind also sowohl der Feldstromrichter SRF als auch der Ankerstromrichter SRA des Antriebes zu regeln, wobei im ersten und dritten Steuerquadranten andere Regelkriterien gelten als beim Bremsen. Außerdem ist noch während des Bremsens eine Begrenzungsregelung der Ankergegenspannung durch abhängige Führung des Feldstromrichters zu realisieren. In der Struktur nach Bild 4.6.-19 sind die wesentlichen Meßstellen eingetragen. Die Erfassung der elektrischen Größen und der Drehzahl bedeutet Messen mit allen

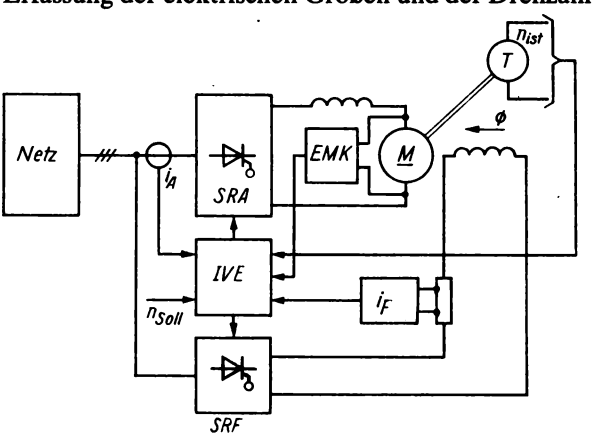


Bild 4.6.-19
Struktur eines Gleichstromantriebes mit Feldschwächbetrieb
SRA Ankerstromrichter
SRF Feldstromrichter

Toleranzproblemen und vor allem mit dem Problem der Potentialtrennung der Meßgrößen; denn die auf unterschiedlichem Potential entstehenden Meßgrößen müssen gemeinsam auf das „0"-Potential der IVE bezogen werden. In der IVE werden außer den Steuersignalen der Stromrichter auch noch Havariesignale gebildet, so daß das Gerät richtig auf fehlerhafte Systemzustände reagieren kann.

4.6.2.3. Geregelte Drehstromantriebe

Die Drehzahl von Drehstrommaschinen wird von der Drehfeldgeschwindigkeit ω_s, der Polpaarzahl p und dem Schlupf s (bei Asynchronmaschinen) bestimmt. Eine Drehzahländerung kann über die Polpaarzahl in Stufen vorgenommen werden. Wegen der aufwendigen Wickeltechnik der Maschine sind hier technologische Grenzen gesetzt (üblich sind 2 Stufen). Der Schlupf ist bei Asynchronmaschinen notwendig, um im Läufer, der mit dem Ständerfeld magnetisch gekoppelt ist, einen Strom zu induzieren, dessen Magnetfeld zusammen mit dem umlaufenden Drehfeld das Drehmoment erzeugt. Für den Schlupf gilt

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \tag{4.6.-12}$$

n_s synchrone Drehzahl des Drehfeldes
n Drehzahl der Maschine.

Eine Änderung des Schlupfes bedeutet Drehzahländerung der Maschine, jedoch wächst auch die Differenz $\Delta n = n_s - n$ und die im Läufer induzierte Spannung und damit der Läuferstrom – es entstehen erhöhte Stromwärmeverluste. Bei Maschinen, deren Läuferwicklung herausgeführt ist (Schleifringläufer) läßt sich diese Leistung entweder in äußeren Widerständen in Wärme umsetzen (Die Maschine erwärmt sich nicht zusätzlich.) oder über einen Stromrichter in das Netz zurückspeisen (untersynchrone Stromrichterkaskade).

Beide Verfahren, die untersynchrone Stromrichterkaskade und das Einbringen von Zusatzwiderständen in den Läuferkreis, das auch elektronisch geschaltet erfolgen kann (gepulster Läuferwiderstand), werden bis zu hohen Leistungen (MW) eingesetzt. Untersynchrone Stromrichterkaskaden wurden beispielsweise für Speisewasserpumpen in Kraftwerken bis zu 16 MW ausgeführt. Eine Schlupfbeeinflussung kann auch durch Absenken der Ständerspannung der Maschine erfolgen. Für das Drehmoment der Maschine gilt folgende Proportion:

$$M \sim \frac{U_{\text{Ständer}}}{f_{\text{Netz}}} I_{\text{Läufer}}(s). \tag{4.6.-13}$$

Eine Absenkung von $U_{\text{Ständer}}$ führt somit zu einer Schlupferhöhung, wenn konstantes Moment M gefordert wird. Im Läufer steigt der Strom etwa proportional an und die Verluste nehmen zu.

Antriebe, die mit Ständerspannungsabsenkung arbeiten, erzeugen Verluste bei Drehzahlabsenkung. Praktisch werden solche Antriebe für Lüfter und Pumpen eingesetzt, da hier geringe Drehzahländerungen Δn zu hohen Durchflußmengenänderungen ΔV führen ($\Delta V \sim \Delta n^3$). Der Leistungsbereich liegt bei wenigen kW, häufig werden Spazialmaschinen mit Widerstandsläufer und forcierter

Kühlung eingesetzt. Für die Drehzahl der Asynchronmaschine gilt:

$$n = \frac{f_{\text{netz}}}{p}(1 - s). \tag{4.6.-14}$$

Eine wirksame, verlustarme Drehzahlstellmethode ist außer der untersynchronen Stromrichterkaskade nur das Ändern der Frequenz der Speisespannung an der Maschine. Solche Antriebe enthalten als Leistungsstellglied einen Wechselrichter, der an die Maschine ein Drehspannnungssystem variabler Frequenz bringt. Beachtet man noch, daß der magnetische Fluß im Eisen des Ständers

$$\varphi \sim \frac{U_{\text{Netz}}}{f_{\text{Netz}}} \tag{4.6.-15}$$

und das Eisen nur mit einem bestimmten Fluß φ_{nenn} belastbar ist, dann erkennt man, daß der Quotient $U_{\text{Netz}}/f_{\text{Netz}}$ auch bei Frequenzänderung konstant bleiben muß.

Zur Erzeugung von Drehfeldern unterschiedlicher Frequenz lassen sich eine Reihe von Verfahren angeben, die unterschiedlichen Aufwand erfordern. Für Frequenzen unterhalb von 50 Hz kann der Direktumrichter eingesetzt werden. Er besteht aus drei Drehstrombrückenschaltungen wie im Bild 4.6.-18 angegeben; für jede der drei Phasen wird eine Brücke benötigt. Die Ausgangsspannung der Umkehrstromrichter wird so gesteuert, daß sich eine Wechselspannung niedriger Frequenz ergibt. Es wird ein Frequenzbereich von etwa (0 ... ≤ 25) Hz überstrichen. Der Einsatz von Direktumrichtern erfolgt beispielsweise für die Versorgung der elektrischen Bahnen (16 $\frac{2}{3}$ Hz = $\frac{1}{3} \cdot 50$ Hz), als sog. Trapezumrichter.

Bild 4.6.-20d zeigt den Verlauf einer solchen Phasenspannung. Die Erzeugung höherer Drehfeldfrequenzen geschieht mit Wechselrichtern, die eine Wechselspannung beliebiger Frequenz aus einer Gleichspannung erzeugen.

Bevor solche Verfahren erläutert werden, ist noch der Einfluß der Zeitfunktion der Ständerspannung zu untersuchen. Bekannt ist, daß rein sinusförmige Spannungen in der Maschine ein kreisförmiges Drehfeld erzeugen, d. h., das umlaufende magnetische Feld hat eine raumstellungsunabhängige Amplitude. Weicht nun die Spannungsform von der sin-Funktion ab, dann entstehen Oberschwingungen, die man durch eine Fourieranalyse ermitteln kann. In der Maschine fließen Oberschwingungsströme, die sowohl mitlaufende als auch gegenlaufende Drehfelder erzeugen. Es entstehen Brems- und Pendelmomente, die Zusatzverluste im Antrieb und mechanische Beanspruchungen der angetriebenen Maschine hervorrufen. Spannungsoberschwingungen bewirken eine zusätzliche Erwärmung des Eisens durch Wirbelstromverluste.

Günstig ist es also, sinusförmige Phasenströme in der Maschine zu erzeugen und Ständerspannungsoberschwingungen zu unterdrücken.

Das leistungselektronische Prinzip des Schaltens bedingt immer oberschwingungsbehaftete Spannungen und/oder Ströme. Durch eine gezielte Modulation und/oder Leistungsfilter lassen sich oberschwingungsarme Ströme und/oder Spannungen für die Maschine erreichen. Bild 4.6.-21 zeigt den Leistungsteil eines Wechselrichterantriebes mit Transistoren. Parallel zu den Transistoren sind die Dioden des Rückspeisegleichrichters angeordnet. Bei diesen Antrieben wird

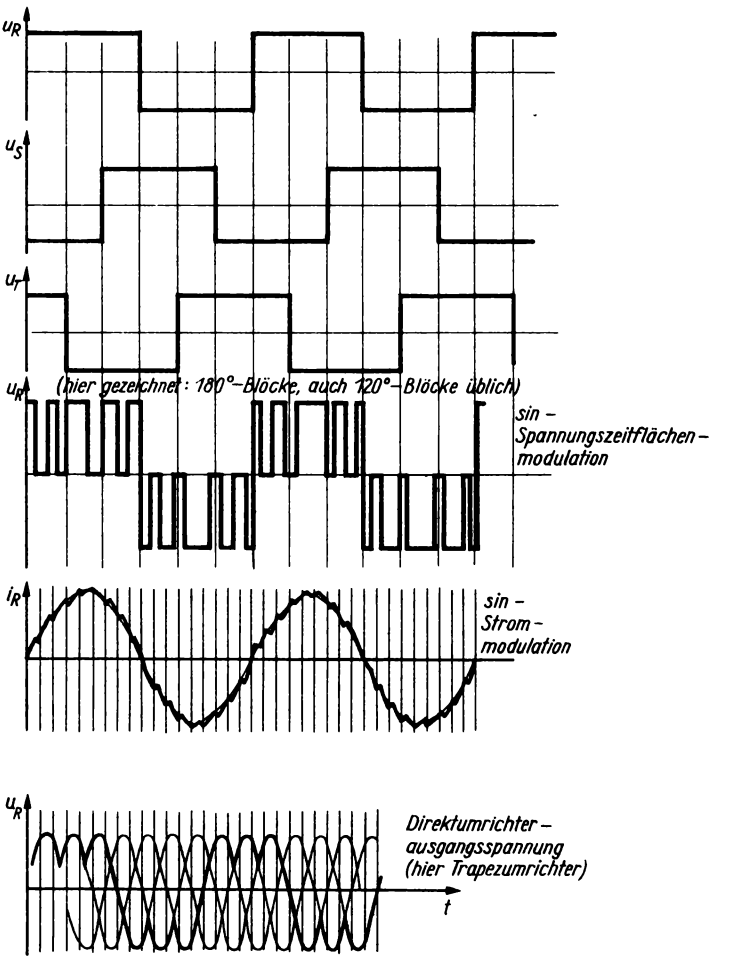


Bild 4.6.-20. Drehstromsystembildung und Modulationsverfahren bei Wechselrichtern

häufig ein Pulsmodulationsverfahren (Bild 4.6.-20b oder Bild 4.6.-20c) eingesetzt. Die Energie wird über einen ungesteuerten Gleichrichter als feste Zwischenkreisspannung aus dem Netz geliefert. Die beim Abbremsen des Antriebes rückgelieferte Energie wird über einen Pulssteller Trp im Widerstand R_E verheizt. Antriebe dieser Art werden häufig für hochdynamische Regelungen eingesetzt. Für die Drehzahl der Asynchronmaschine gilt Gl. 4.6.-14, für das Moment Gl. 4.6.-13. Es ist zu erkennen, daß eine Ständerfrequenzerhöhung zu einer Momentverringerung führt, wenn nicht zugleich die Ständerspannung mitgeführt wird. Bei Drehzahlregelkreisen mit Drehstrommaschinen bedeutet das den Einsatz mehrerer abhängiger Regelungen.

Bild 4.6.-22 zeigt die Struktur eines Wechselrichterantriebes mit Ständerspannungsregelung. Das System besteht aus einem gesteuerten Netzstromrichter

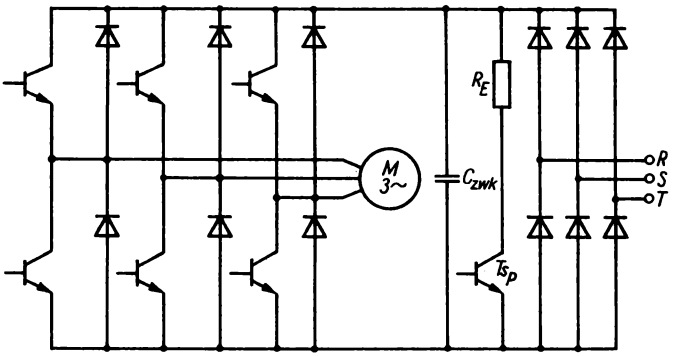


Bild 4.6.-21. Leistungsteil eines Wechselrichterantriebes mit Transistoren

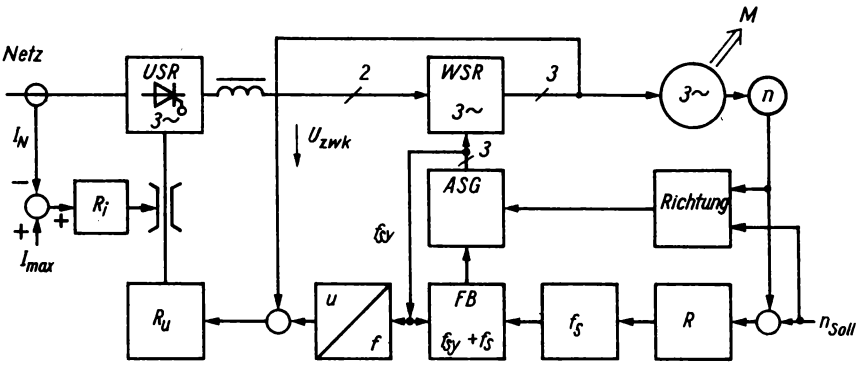


Bild 4.6.-22. Struktur eines Drehstromantriebes mit Spannungswechselrichter

R	Regler	f_{sy}	synchrone Frequenz
n	Drehzahl	f_s	Schlupffrequenz
s	Schlupf	U_{ZWK}	Zwischenkreisspannung
FB	Funktionsbildner	U_{SR}	Umkehrstromrichter

(Umkehrstromrichter USR), der die variable Zwischenkreisspannung U_{ZWK} erzeugt. Ein Wechselrichter WSR liefert ein Drehstromsystem. Die Ansteuerung des WSR wird von einem Ansteuergerät übernommen, das die drei 120° el versetzten Phasensteuersignale bildet. Die Frequenzbildung geschieht im Block FB durch Addition der Wechselrichterfrequenz f_{sy} und der Schlupffrequenz fs, die vom Drehzahlregler R gebildet wird. Die Drehrichtungsumkehr geschieht durch Änderung der Phasenfolge, indem Sollwert und Istwert der Drehzahl bei $n = 0$ ausgewertet werden. Die Wechselrichterfrequenz f_{sy} übernimmt über den Funktionsblock u/f und den Spannungsregler R_U die Führung der Zwischenkreisspannung. Der Stromregler R_i begrenzt den Strom auf Werte $I_n \leqq I_{max}$. Die dargestellte Struktur ist ein Beispiel. In der Praxis werden verschiedene, dem jeweiligen Anwendungsfall angepaßte Steuerprinzipien eingesetzt. Der Aufwand und die Genauigkeit, die bei der Realisierung solcher Antriebe notwendig sind, bedingen, daß sich die Drehstromantriebstechnik trotz des Vorteils der einfachen Maschine nur zögernd durchsetzt. Es kann jedoch mit einer fließenden Ablösung der meisten Gleichstromantriebe gerechnet werden. In diesem

Abschnitt wurden nur drehzahlgeregelte Antriebe mit Asynchronmaschinen besprochen. Informationen über die sich ebenfalls entwickelnden Antriebe mit Synchronmaschinen müssen der einschlägigen Fachliteratur entnommen werden (Wegen der Neuheit solcher Antriebssysteme sind hier Fachzeitschriften relevant.).

4.6.3. Elektronische Steuerungssysteme für Automatisierungsanlagen

Die Steuerung von Prozessen in Automatisierungsanlagen erfordert Informationsverarbeitungskomplexe, welche die Realisierung der Leitinformationen, die den Sollprozeß beschreiben, unter Beachtung von aktuellen Zustandsinformationen des Prozesses und der den Prozeß beeinflussenden Stellsysteme übernehmen. Dabei steuert der Informationsverarbeitungskomplex den zeitlichen und quantitativen Ablauf koordinierter Stellinformationen so, daß der reale dem Sollprozeß innerhalb vorgegebener Toleranzgrenzen entspricht. Dazu gehört außer der Bildung der Stellinformationen für die Stellglieder auch die Überwachung, Protokollierung, die Erzeugung von Korrekturfunktionen und die intelligente Prozeßsicherung. Bild 4.5.-1 zeigt ein einzelnes, auf den Prozeß einwirkendes Stellstem – diese Darstellung wird noch detaillierter im Bild 4.6.-10 speziell für einen Antrieb verdeutlicht.

In modernen Industriesteuerungen sind die Steuerungssysteme vorwiegend als digitale elektronische Steuerungssysteme ausgeführt. Das Einsatzgebiet solcher Steuerungen umfaßt z. B.:

Be- und Verarbeitungsmaschinenkomplexe
Steuerungen in Heiz-, Chemie-, Kraft-, Zement- und Walzwerken
Kran- und Aufzugsteuerungen.

Bereits diese Aufzählung weniger Einsatzfälle zeigt die Anwendungs- und Ausführungsvielfalt für solche Steuersysteme. Diese Anwendungsgebiete erfordern außer der prinzipiellen Funktionstüchtigkeit auch eine hohe Störfestigkeit und Zuverlässigkeit der eingesetzten elektronischen Funktionsgruppen. Wesentliche Eigenschaften sind:

- Flexibilität
- Betriebszuverlässigkeit
- Störsicherheit
- Zerstörsicherheit
- Servicefreundlichkeit.

Aus diesen prinzipiellen Forderungen resultieren eine Reihe technischer und technologischer Vorgaben. Diese betreffen sowohl die technische Ausführung der Funktionsbaugruppen als auch die Systemprojektierung.

Die äußeren Anforderungen an die Funktionsgruppen führen häufig zu sich widersprechenden Realisierungsbedingungen. So erfordert eine maximale Flexibilität eine weitgehende Systemgliederung in kleinste Grundbaugruppen – eine hohe Betriebszuverlässigkeit und Störsicherheit jedoch Kompaktbaugruppen mit möglichst wenigen Verbindungen. Vernünftige Lösungen sind hier nur mit viel Erfahrung und Sachkenntnis zu finden.

Gegenwärtig existieren folgende Varianten:

- „hybride" Systeme mit analogen und digitalen Komponenten
- „hybride" Systeme auf Rechnerbasis
- digitale Systeme mit diskreten Logikelementen
- Digitaltechnik auf Rechnerbasis.

Die „hybrid" genannten Systeme werden hauptsächlich für Automatisierungsaufgaben mittlerer Komplexität eingesetzt. Diese Systeme verarbeiten analoge und digitale Informationen und sind sehr zuverlässig und robust. Prinzipiell sind natürlich auch die Rechner digital wirkende Systeme – es wird hier jedoch nach den äußeren Reaktionen des Systems, nicht nach der Realisierung unterschieden. In modernen Industrierechnern werden vorwiegend Mikroprozessoren eingesetzt – man spricht deshalb auch von Mikroprozessorsteuerungen.

4.6.3.1. Hybride Systeme mit analogen und digitalen Komponenten

Solche Systeme werden verbreitet in der herkömmlichen Steuerungstechnik eingesetzt. Wichtige Anwendungsgebiete sind die Prozeßmeßtechnik, die Regelungstechnik und die Antriebstechnik. Bild 4.2.-95 zeigt eine solche Anordnung. Wichtig für eine zuverlässige Funktion ist hier die Sicherung der analogen Pegel. Der Übergang von Analogwerten zu logischen Entscheidungen wird hier durch Pegelvergleiche mittels Komparatoren vorgenommen. Die in solchen Systemen entstehenden Abweichungen werden sowohl durch analoge Meßwertgeber als auch die analoge Signalaufbereitung (Regler usw.) hervorgerufen.

4.6.3.2. Hybride Systeme auf Rechnerbasis

Unter „hybriden" Systemen wurden Systeme eingeordnet, die sowohl analoge als auch digitale Variable und Funktionen verarbeiten. Hinsichtlich der analogen Eingangsgröße wird ein solches System auch mit analogen Ausgangsgrößen reagieren, sofern nicht digitale Entscheidungen durch Pegelvergleich gebildet werden und eine digitale Weiterverarbeitung erfolgt. Umgekehrt können logische Befehle auch analoge Ausgangsgrößen hervorrufen.

Die moderne Rechentechnik gestattet die Verarbeitung analoger Funktionen und Variablen, sofern diese als Folge von Binärworten (binäre Funktionen) vorliegen. Der Zeitbedarf für Umsetz- und Rechenoperationen im Rechner ist dabei zu berücksichtigen. Die Quantisierung muß nach der geforderten Genauigkeit erfolgen – es muß hierbei ein Kompromiß mit der erforderlichen Rechenzeit eingegangen werden.

Neuartige Rechnerelemente sind die Signalprozessoren. Signalprozessoren sind Einheiten, die von außen wie ein analoges System wirken, im Inneren jedoch digital arbeiten. Die Realisierung solcher Elemente kann durch einen mit einer entsprechenden Peripherie (Analog–Digital-, Digital–Analog-Umsetzer) ausgestatteten Rechner erfolgen. Sehr hohe Verarbeitungsgeschwindigkeiten ergeben sich, wenn die gesamte Realisierung auf einem Chip als ein Schaltkreis erfolgt (Signalprozessor 2920 von Intel). Ausgeprägte Vorteile solcher Systeme sind die absolute Driftfreiheit und die zeitliche Konstanz der Parameter. Sie werden also immer dann vorteilhaft sein, wenn sehr große und stabile Signalverarbeitungssysteme notwendig sind.

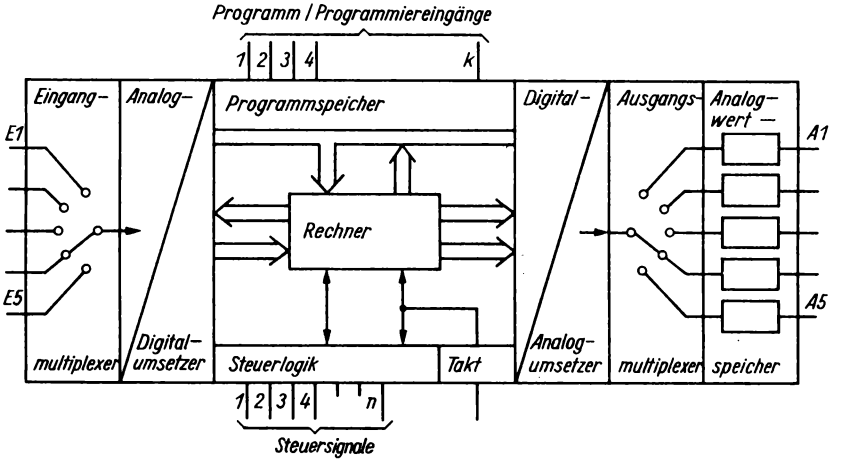


Bild 4.6.-23. Struktur eines Signalprozessors

4.6.3.3. Digitale Systeme mit diskreten Logikelementen

Bei vielen Steuerungen ist die Reaktionsauslösung von vorgegebenen logischen Verknüpfungen einer Vielzahl logischer Variablen abhängig. Es werden nur einfache Entscheidungen – „1" bzw. „0" – sowie die Einhaltung bestimmter Signalmuster und Zeitbedingungen gewertet. Die den logischen Werten „1", „0" zugeordneten elektrischen Spannungen oder Ströme sind innerhalb sicherer Toleranzgrenzen definiert. Für störsichere Systeme wird man diese Toleranzgrenzen weit genug wählen, die Logikpegelgrenzen voneinander entfernt legen und dem Steuersignal sowohl statisch als auch dynamisch eine solche Steuerleistung abverlangen, daß die Mehrzahl von Störsignalen diese Leistung nicht aufbringt. Die Zerstörfestigkeit solcher Schaltungen kann durch den Einsatz spezieller Schaltkreise (z. B. D410D) gesichert werden.

Die Verknüpfungsabläufe solcher Strukturen sind durch die Schaltungsverbindungen zwischen den Logikelementen festgelegt. Man spricht hier von verbindungsprogrammierten Steuerungen (VPS). Der Einsatz von schnellen Rechnerlogikschaltkreisen ohne spezielle Entstörmaßnahmen für Industriezwecke ist problematisch. In solchen Fällen wird dann häufig ein spezielles Eingangs- bzw. Ausgangsinterface mit diskreten Bauelementen notwendig.

4.6.3.4. Digitaltechnik auf Rechnerbasis

Die Digitaltechnik basiert auf der Realisierung der Booleschen Algebra. In der diskreten Logik werden die Verknüpfungsbedingungen durch fest verdrahtete spezielle Logik(bau)elemente realisiert. Die moderne Rechentechnik, die selbst auf digitaler Logik basiert, gestattet die Lösung logischer Gleichungen durch Ausrechnen. Das bedeutet, daß Steuerungsabläufe in Form von Programmen dargestellt werden müssen. Zeitabläufe werden durch Abzählen vorgegebener Mengen zeitquantisierender Takte im Rechner erzeugt. Eine abgezählte Zahl charakterisiert dann eine Zeit. Die Verarbeitung asynchroner, also zeitlich nicht

übereinstimmender, logisch jedoch zugeordneter Entscheidungen, ist durch Speicherung möglich.

Eine effektive Software-Realisierung logischer Strukturen erfordert spezielle Programmiertechniken. Der gesamte Logikkomplex wird in Form von Programmen in Programmspeichern fixiert. Die Eingabe der Logikwerte erfolgt über spezielle Peripheriebaugruppen. Systeme, bei denen Steuerfunktionen in Form gespeicherter Programme erstellt werden, nennt man speicherprogrammierbare Steuerungen (SPS). Solche Systeme sind außerordentlich flexibel. Ihr Einsatz bedingt jedoch auch einige Probleme:

- Wegen der seriellen Arbeitsweise des Rechners ist die Lösung zeitkritischer Probleme häufig von optimaler Programmgestaltung abhängig.
- Die Programmabarbeitung erfordert eine endliche Zeit. Bei umfangreichen Logiksystemen kann es so zu erheblichen Zeiten zwischen der Eingabe logischer Werte und der Ausgabe der logischen Entscheidungen kommen.
- Der aktuelle Stand der Programmabarbeitung muß stets speziell fixiert und gesichert werden.
- Systeme mit maximaler Sicherheit und Zuverlässigkeit sind nur durch hohen Aufwand (z. B. redundante Parallelsysteme, spezielle Kodes und Rechenverfahren, Koinzidenz zyklisch abgefragter Werte) realisierbar.

Eine Gegenüberstellung von verbindungsprogrammierten- und speicherprogrammierbaren Steuerungssystemen kann immer nur für einen speziellen Anwendungsfall erfolgen.

In allen Fällen, in denen eine flexible, z. B. adaptive, Prozeßgestaltung verlangt wird, werden speicherprogrammierbare Systeme vorteilhaft sein – eine neue Programmadresse berechnet sich einfacher oder ist einfacher eingegeben, als eine Zusatzbestückung, Verdrahtung oder Umschaltung der Kassetten einer verbindungsprogrammierten Steuerung. Feste Logiksysteme, die auch von einem Betriebshandwerker gewartet werden können und deren Komplexität gewisse Grenzen (einige hundert Verknüpfungen) nicht überschreitet, sind günstig mit verbindungsprogrammierten Steuerungssystemen zu erstellen. Häufig werden kombinierte Steuerungen eingesetzt, um günstige Eigenschaften beider Steuerungstypen zu nutzen.

4.6.3.5. Beispiele verfügbarer industrieller Steuerungssysteme

In der DDR sind alle in den Abschnitten 4.6.3.1. bis 4.6.3.4. beschriebenen Steuerungssysteme verfügbar. Die im Abschn. 4.6.3.1. genannten sog. „Hybrid"-Systeme charakterisieren die herkömmlichen Informationsverarbeitungstechnik – sie werden hier nicht näher erläutert. Ein wichtiges Beispiel eines Systems, das analoge und digitale Signale mittels Rechner verarbeitet, ist die Mikroprozessoreinrichtung ursadat 5000/ursalog 5020. Sie basiert auf dem Mikrorechnersystem K 1520. Der Rechnerkern dieses Systems wird durch eine Auswahl von Zusatzeinheiten und Baugruppen ergänzt. Außer den Digital- und Analog- Eingaben und -Ausgaben steht noch eine Robustperipherie zur Verfügung, die speziell auf Industriebedingungen zugeschnitten ist. Bedien- und Anzeigemodule, sowie serielle Interfaceeinrichtungen ergänzen dieses System. Der Hersteller dieses System bietet außerdem anwendungsorientierte Hardwarekomponenten an, die in Zusammenarbeit mit dem Anwender erstellt werden.

Vom gleichen Hersteller wird das verbindungsprogrammierte Steuerungssystem ursalog4000 angeboten. Dieses System besteht aus einer Vielzahl von Baugruppen, deren Parameter speziell an harte Industriebedingungen angepaßt sind.

Eine kurze Übersicht zeigt die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten:

Eingangsbaugruppen
Verknüpfungsbaugruppen
Speicher- und Zählbaugruppen
Kodierbaugruppen
Zeitbaugruppen
Anzeigebaugruppen
Ausgangsbaugruppen
Antriebsbaugruppen
Folgesteuerbaugruppen
Überwachungsbaugruppen
Stromversorgungseinheiten

Diese Einheiten sind so ausgeführt, daß sie in Kassetten zu einem Steuerungskomplex zusammengestellt werden können.

Für speicherprogrammierbare Steuerungen steht das System ursalog5010 zur Verfügung. Dieses System ist hinsichtlich seiner Signale kompatibel mit ursalog4000 und ursadat5000/ursalog5020. Es besteht aus der mit dem Mikroprozessor U880 bestückten Verarbeitungseinheit und Baugruppen des Systems ursalog4000.

Mit einem Programmspeicherumfang von 2 KByte können Schaltungen mit etwa 100 Grundfunktionen und 16 Zeit/Zählfunktionen erstellt werden. Die Realisierung der Schaltungen erfolgt mit einer speziellen problemorientierten Programmiersprache.

Mit den vorgestellten Systemen sind die Steuerungsaufgaben eines breiten Anwenderkreises bis hin zum angepaßten Gehäusesystem realisierbar.

Literaturverzeichnis

[1] Lehrbuch der Automatisierungstechnik, 13. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1983

[2] *Töpfer, H.; Rudert, S.:* Einführung in die Automatisierungstechnik, 5. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1984

[3] *Töpfer, H.; Rudert, S.:* Arbeitsbuch Automatisierungstechnik, 3. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1983

[4] *Breier, J.* (Hrsg.): Automatisierungstechnik, Praxis-Aufgaben-Lösungen, 3. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1984

[5] *Töpfer, H.; Kriesel, W.* (Hrsg.): Funktionseinheiten der Automatisierungstechnik, 4. Aufl., Berlin: VEB Verlag Technik 1983

[6] *Götte, K.; Hart, H.; Jeschke, G.* (Hrsg.): Taschenbuch Betriebsmeßtechnik, 2. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1983

[7] *Fritzsche, W.* (Hrsg.): Taschenbuch Maschinenbau, Bd. 1. Berlin: VEB Verlag Technik 1983

[8] *Philippow, E.* (Hrsg.): Taschenbuch Elektrotechnik, Bd. 1. 3. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1985

[9] *Rint, C.* (Hrsg.): Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker Heidelberg: Dr. Alfred Hüthig Verlag 1981

[10] *Pfeiler, V.* (Hrsg.): VEM-Taschenbuch Automatisierungs- und Elektroenergieanlagen. Berlin: VEB Verlag Technik 1977

[11] *Schönfeld, R.* (Hrsg.): VEM-Handbuch Die Technik der elektrischen Antriebe, 8. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1985

[12] *Richter, W.:* Grundlagen der elektrischen Meßtechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1985

[13] *Hofmann, W.; Gatzmanga, H.:* Einführung in die Betriebsmeßtechnik, 5. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1981

[14] *Grafe, H.* u. a.: Grundlagen der Elektrotechnik, Bd. 1. 11. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1985

[15] *Lunze, K.:* Einführung in die Elektrotechnik – Lehrbuch, 10. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1984

[16] *Lunze, K.:* Theorie der Wechselstromschaltungen – Lehrbuch, 6. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1985

[17] *Will, D.; Ströhl, H.:* Einführung in die Hydraulik und Pneumatik, 3. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1985

[18] *Möschwitzer, A.; Rumpf, K.-H.:* Einführung in die Elektronik, 4. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1984

[19] *Rumpf, K.-H.:* Bauelemente der Elektronik, 12. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1985

[20] *Rumpf, K.-H.; Pulvers, M.:* Transistor-Elektronik, 9. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1984

[21] *Balcke, E.; Krause, H.:* Grundlagen der analogen Schaltungstechnik, 2. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1984

[22] *Mennenga, H.:* Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

[23] *Herpy, M.:* Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akademiai Kiado 1979

[24] *Seifart, M.:* Analoge Schaltungen und Schaltkreise, 2. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1982
[25] *Seifart, M.:* Digitale Schaltungen. Berlin: VEB Verlag Technik 1985
[26] *Leonhardt, E.:* Grundlagen der Digitaltechnik, 4. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1984
[27] *Eckhardt, D.; Groß, W.:* Grundlagen der digitalen Schaltungstechnik. Berlin: Militärverlag der DDR 1975
[28] *Vogel, J.* u. a.: Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik mit Berechnungsbeispielen, 3. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1983
[29] *Schönfeld, R.; Habiger, E.:* Automatisierte Elektroantriebe, 2. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1983
[30] *Berthold, H.* (Hrsg.): Programmgesteuerte Werkzeugmaschinen. Berlin: VEB Verlag Technik 1975
[31] *Möller, F.; Vaske, P.:* Elektrische Maschinen und Umformer. Stuttgart: B. G. Teubner Verlagsgesellschaft 1965
[32] *Völz, H.:* Elektronik. Berlin: Akademie-Verlag 1981
[33] *Jugel, A.:* Mikroprozessorsysteme. Berlin: VEB Verlag Technik 1984
[34] *Brack, G.:* Technik der Automatisierungsgeräte, 2. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1972
[35] Fachwissen des Ingenieurs, Band 2 (Grundlagen der Automatisierung). Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1981

Standards

ST RGW 1188 Grundlagen der Schaltpläne der Elektrotechnik
ST RGW 158-75 Schaltpläne der Elektrotechnik (Allgemeine Anforderungen an die Ausführung)
ST RGW 287-76 Schaltgeräte und Kontaktverbindungen
ST RGW 655-77 Rotierende elektrische Maschinen
ST RGW 661-77 Halbleiterbauelemente (Schaltzeichen)
ST RGW 711-77 Elektromechanische Koppeleinrichtungen (Schaltzeichen)
ST RGW 866-78 Lichtquellen (Schaltzeichen)
ST RGW 869-78 Induktionsspulen, Drosseln, Transformatoren, Transduktoren, Magnetverstärker (Schaltzeichen)
TGL 8672 Hydraulik und Pneumatik (Symbole)
TGL 12 228 Geräte für hydrostatische und pneumatische Anlagen
TGL 14 091 Symbole der MSR-Technik (Darstellung)
TGL 14 591 Automatische Steuerungen (Begriffe, Kurzzeichen)
TGL 16 019 Elektromechanische und mechanische Elemente (Schaltzeichen)
TGL 16 020 Schaltgerätetechnik (Schaltzeichen)
TGL 16 026 Meßgeräte, Meßinstrumente und elektrische Uhren (Schaltzeichen)
TGL 16 050 Meßgeräte (Schaltzeichen)
TGL 16 056 Schaltzeichen und Elemente der digitalen Technik
TGL 16 082 Schaltpläne der Elektrotechnik (Begriffe, Bezeichnungen)
TGL 22 112 Größen, Formelzeichen, Einheiten (Elektrotechnik, Elektronik)
TGL 22 451 Informationsverarbeitung (Datenfluß- und Programmablaufpläne)
TGL 32 648 Begriffe für monolithisch integrierte Schaltkreise
TGL 38 015 Bezeichnungssystem für Halbleiterbauelemente und integrierte Schaltkreise
TGL 200-8160 Halbleitertechnik (Begriffe)
TGL 200-8161 Halbleiterbauelemente (Begriffe)
TGL 200-8200 Kurzzeichen der Halbleitertechnik

Sachwörterverzeichnis

A-Betrieb 209
Abfallzeit 78, 92
Addierer 224
Alternativdrucksteuerung 222
Amplitudenwertspeicherung 301
Analog-Digital-Umsetzer 230
Analogwertspeicherung 301
Analysenmeßtechnik 192
Anfangsbedienung 31
Anstiegszeit 91
Antrieb, geregelt 342
Antwortfunktion 46
Anzeigebereich 45
Arbeitspunkt 200, 203, 208
Arbeitszylinder 121, 132
Asynchronmaschine 321, 354
Ausdehnungsthermometer 180
Ausgangs-Interface-Schaltung 277, 286, 289
Ausgangslastfaktor 277, 286, 289
Ausgleichsleitung 184
Ausgleichsvorgang 30, 66
Auslaßdüsensteuerung 164, 222
Ausschaltzeit 78, 92, 103, 249
Ausschlagmethode 42
Aussteuerbereich 209
Axialkolbenmaschine 125

Basisschaltung 89, 201
Basisspannungsteiler 203
Bauglied 16, 19
B-Betrieb 209
Begrenzer 283, 290
Beruhigungszeit 47
Berührungsthermometer 179
Bezeichnungsschlüssel von Bauelementen 79, 93, 110
Bildbereich 33
Bimetallauslöser 121
Bimetallthermometer 181
Brückenschaltung 147
Brückenübertragungsfaktor 173
BUS-Arten 198, 262

C-Betrieb 210
CCD-Speicher 302, 306
charakteristische Gleichung 30

Datenwort 227
D-Betrieb 210
Dehnmeßstreifen 173
Derating-Kurve 113
Diac 98
Differentialgleichung 30
Differentialtransformator 162
Differenzbildner 224
Differenzierglied 225
Differenzmethode 42
Differenzverstärker 205, 210, 223
Digital-Analog-Umsetzer 230
Digital-Multimeter 143
Diode 73, 76, 79
Diodenfunktionsgenerator 225
Diodenkennlinie 77, 82, 84
Dividierer 226
Doppelintegrationsverfahren 271
Doppelkolbenverstärker 217
Doppelmembranrelais 264
Drainschaltung 97
Dreheisenmeßwerk 136, 139
Drehfeldmaschine 320, 354
Drehmelder 167
Drehspulmeßwerk 137
Drehstromantrieb 354
Drehstrom-Dreileiternetz 152
Drehübertrager 197
Dreileiterschaltung 182
Driftspannung 203
Drosselspule 162
Druckkaskade 221
Drucklufterzeuger 132
Druckmessung 174
Druckmeßfühler 177
Druckstromerzeuger 121
Druckteilerschaltung 221
Dualkode 167
Durchflußmesser, induktiver 192

Echtzeitbetrieb 223
Eingangs-Interface-Schaltung 277, 281
Eingangs-Lastfaktor 277, 279
Einheitssignal 156
Einheitssystem 156
Einlaßdüsensteuerung 222
Einsatzklasse 157
Einschaltzeit 92, 102
Einschwingzeit 47
Elektrizitätszähler 141
Emitterfolger 201
Emitterschaltung 89, 200

Empfänger 104, 292
Empfindlichkeit 44
Energiestellung 311, 326
Entprellung von Kontaktspannungen 285
EPROM 302, 308
E-Reihe 55
Erholzeit 239
Exponentialfunktionsgenerator 226

Farbreihe 56
Federmanometer 175
Fehleranteil 49
Fehlerarten 47
Fehlerfortpflanzung 50
Fehlerklasse 48
Feintaster, pneumatischer 163, 165
Feldeffekttransistor 94
Feldplatte 91, 170
Feldschwachbetrieb 353
Fernwirktechnik 199
Festwertspeicher 307
Flankenanpassung 284
Flankensteilheit 244
Flip-Flop 253
Flüssigkeitsdichte 193
Flüssigkristall-Anzeigeelement 105
Fotodiode 83, 104
Fotothyristor 104
Fototransistor 93, 104
Fotowiderstand 70
Freilaufeinrichtung 236
Freistrahlelement 267
Freiwerdezeit 103
Frequenzgang 207
Frequenzkompensation 215
Frequenzteiler 253
Frequenzverhalten 225
Funktionsgeber 167

Gasdichte 193
Gateschaltung 97
Gatterschaltung 229, 249, 251
Gegenkopplung 204, 208, 213
Glättung 331
Gleichgewichtstemperatur 195
Gleichrichtung 331
Gleichstromantrieb 350
Gleichstromnetzwerke
  Berechnung von 26
Gleichtakteingangswiderstand 212
Gleichtaktunterdrückung 212
Gleichtaktverstärkung 212
Glühlampen
  Ansteuerung von 290
Grenzfrequenz 44, 207, 225

Hallgenerator 170
Haltestrom 99, 103
Haltezeit 238
Handshake 198
Heißleiter 64
Hydromotor 121
Hygrometer 195

Impulsgeber 187
Impulskennwerte 244
Inductosyn 168
Induktionsmeßwerk 139
Induktivität 27, 62, 162
Informationsspeicher 299, 303, 309
Initiator 169
Inkrement 165
Integrationsgrad 106, 109
Integrator 143, 224
intelligente Meßeinrichtung 160
Interface-Schaltung 277, 288
Inverter 213, 244

Kaltleiter 68, 190
Kapazität 58, 65
Kaskadendrucksteuerung 222
Kennfunktion 43
Kernmagnetmeßwerk 138
Kernspeicher 304
Kettenleiter 274
k-Faktor 172
Kippschaltung 239
Kippspannung 99, 103
Kippverhalten 239
Kirchhoffsche Sätze 26, 33
Knotenpunktsatz 26, 214
Kodewandler 258
Kolbenantrieb 126, 327, 329
Kollektorschaltung 89, 201
Kommutierung 345, 351
Kompensation 43, 215
komplexe Ebene 32
komplexe Rechnung 33
Kondensator 27, 58, 61
Konstantspannungsquelle 216
Konstantstromquelle 216, 247
Kontaktprellen 118
Kontaktspannungsabfall 117
Kraftmeßdose 171
Kühlung 111

Ladungsspeicher 306
Lastfaktor 277, 279
Leitfähigkeit, elektrische 53
Leitung 293
Lichtemitterdiode 84, 104, 289
Linearisierung 209
Löschen, von Thyristoren 103
Lumineszenzdiode 84, 104, 289

Majoritätsträgersteuerung 96
Mantelthermometer 184
Maschensatz 26
Membranantrieb 327
Mengenstrom 188

Messung
der Dehnung 172
der Dichte 194
des Drehmoments 173
der Drehzahl 187
des Drucks 174
des Durchflusses 189
der Energie 152
der Feuchte 195
der Frequenz 148
des Füllstands 188
der Impedanz 148
der Induktivität 148
der Kapazität 148
der Leistung 150
des Moments 173
der Periodendauer 149
des Phasenwinkels 150
der Spannung 145
der Stoffeigenschaften 194
des Stromes 144
der Temperatur 178
des Weges 161
des Widerstandes 146
des Winkels 161
der Wirkleistung 151
der Zeit 186
Meßbereich 45
Meßdynamik 45
Meßfehler 47
Meßfühler 41
Meßgrößenwandlung 41
Meßmethode 41
Meßprinzip 41
Meßschaltung 41
Meßschwelle 45
Meßstelle 183
Meßverfahren 41
Meßwandler 152
Meßwerk, elektrodynamisches 138
Meßwertübertragung 196
Minimumprinzip 119
Minoritätsträgersteuerung 89, 96
Mitkopplung 216, 303
Mittelwert 322
monolithische Integration 109
Multiemitter-Transistor 247
Multiplizierer 226
Multivibrator 239, 241, 243, 296

Negator 231
nichtlineare Verzerrung 206
NOR-Erweiterung 280, 282

ODER-Baustein 265
Offset 212
Ohmsches Gesetz 54
Operationsverstärker 142, 210, 223
Optokoppler 104
Oszillator 186, 216

Parallelregister 259
Pegel 205, 228
Phasenanschnittsteuerung 276, 339
Phasenwinkel 33
PN-Übergang 75, 87
Polradwinkel 322
Potentiometer 57
Produktmeßwerk 138
PROM 308
Prüfen 39
Pulszahl 333
Pyrometer 89

Quantisieren 48
Quotientenmeßwerk 138

Radialkolbenmaschine 124
RAM 302, 307
RC-Kopplung 206
Reaktionsmoment 321
Rechenwerk 261
Refresh-Zyklus 305, 307
Regelgröße 18
Regelstrecke 18
Register 259
Regler 227, 348
Reihenkolbenmaschine 124
Relais 117
Restwelligkeit 331
ROM 302, 307
Rückwirkungsfreiheit 117

Schalterkennlinie 323, 325
Schalthysterese 245
Schaltkreis 107, 247, 250
Schaltregler 339
Schaltspannung 245
Schaltung
kombinatorische 228
sequentielle 228
Schaltverhältnis 117
Schaltvorgänge, Berechnung von 30
Schieberegister 259
Schlupf 322
Schmitt-Trigger 245
Schraubenmaschine 123
Schreib-Lese-Speicher 302
Schrittmotor 320
Schütz 117
Schwellspannung 95
Schwellwertschalter 245
Sender 104, 292
Sensor 41, 159
Servoventil 219
Siebung 332
Signalarten 19, 23
Signalflußplan 16
Signallaufzeit 281, 292
Signalprozessor 274, 358
slew-rate 211

Sourceschaltung 97
Spannungsbegrenzung 283
Spannungs-Strom-Wandler 215
Spannungsteilung 27
Speicherdichte 304
Speicherzeit 78, 92
Sperrbereich 90
Sperrträgheit 79
Sprungantwort 46
Stabilisierung 336
Standard-Interface 157
Stellantrieb 327
Stellglied 311
Stellmagnet 317
Stellwiderstand 313
Steuergröße 17
Steuerstrecke 17
Steuerwerk 261
Stetigkeitsbedingung 31, 60, 63
Strahlablenkungselement 267
Strahlungsthermometer 185
Strombegrenzung 290
Strom-Spannungs-Wandler 214
Stromrichter 325, 343, 354
Stromteilung 27
Stromversorgung 331
Stromwandler 152
Strukturprogrammierung 255, 301
Summierer 224
Symbolanzeigeelement 105
symbolische Methode 32

Tastverhältnis 244, 313, 323
Taupunkt 196
Thermoelement 183
Thermostat 183
Thyristor 100, 352
Tiefpaß 332
Torschaltung 229
Transformator 315
Transistor 85, 87, 94, 351
Triac 103
Triggerdiode 98
Tristate-Ausgang 262

U-Rohr-Manometer 174
Überlagerungsprinzip 27
Überlastgrenze 45
Übersteuerung 90, 233
Übertragungsfaktor 44
Übertragungsfunktion 46
Übertragungsglied 16
UND-Baustein 264

Varistor 72
Ventil 128, 134
Verdopplungstemperatur 78
Verlusthyperbel 113, 202
Verlustleistung 111, 200
Verlustwinkel 59, 62
Versorgungsenergie 21
Verstärker 199, 206, 208, 214, 216, 221, 223, 226, 231, 323
Verstärkung 90, 208, 214
Verzugszeit 91, 249
Vierpol 207
Vierschichtdiode 98
virtueller Kurzschluß 214, 224

Wägeverfahren 270
Wägung 188
Wahrheitstabelle 230
Wandler 268, 270
Wärmeableitung 179
Wärmeleitung 111
Wechselrichter 353
Wegeventil 129, 135
Weicheisenmeßwerk 139
Wellenwiderstand 292
Welligkeit 331
Widerstand 27, 33, 53, 57, 64, 68, 82, 111, 213
Widerstandsgeber 161
Widerstandsthermometer 181
Wirbeldurchflußmesser 191
Wirkdruckverfahren 189
Wirkungsgrad 209

Z-Diode 81, 336
Zähler 257
Zahnradmaschine 124
Zeitbereich 32
Zeitglied 231
Zeitkonstante 31, 66
Zellenmaschine 124
Ziffernanzeigeelement 105
Zugriffszeit 305
Zündung von Thyristoren 102
Zusammenschaltungsbedingungen 277, 279
Zweipol 27, 29

ISBN 3-341-00065-8